17F

N° 1717
JUIN 1985
LXe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

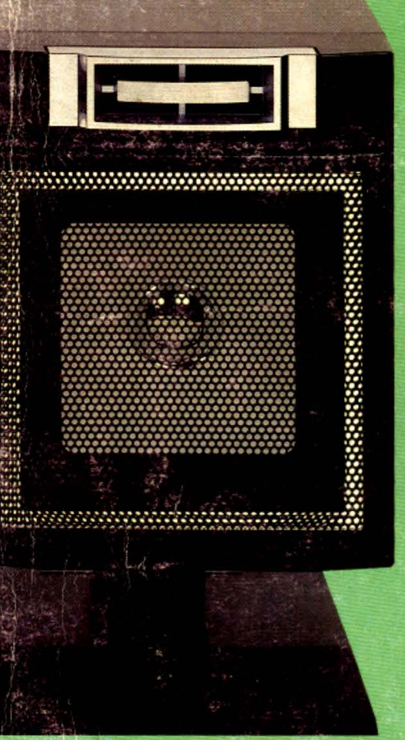
LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

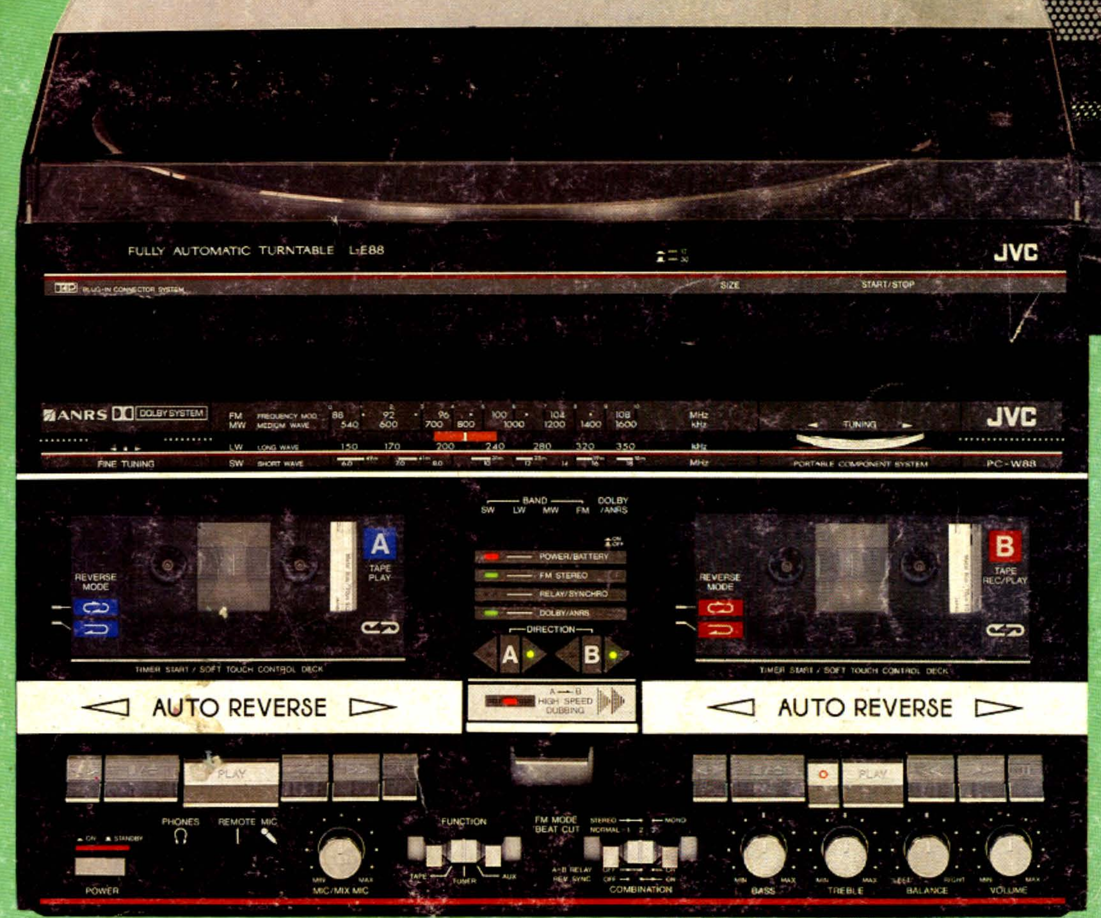
ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS



● ***BANCS D'ESSAIS*** LE LECTEUR DE COMPACTS DISQUES KENWOOD DP 900 ■ LE MAGNETOSCOPE VHS PHILIPS VR 6560 ● ***REALISATIONS*** UN GENERATEUR DE FONCTIONS NUMERIQUES ■ UN DIGIBOX ● ***REPORTAGES*** LES TUBES A COINS CARRES DE VIDEOCOLOR ■ JVC AUDIO - VIDEO







BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $ SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ESPAGNE : 300 PTAS

NON AU TAPAGE ***

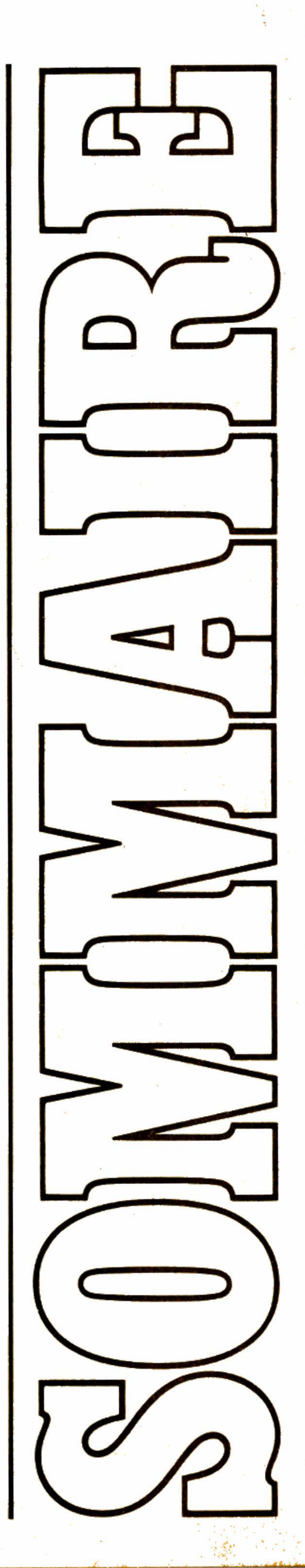
* faire du tapage : bruit excessif, trompeur, parasite * taper quelqu'un : demande d'argent injustifiée ex. : t'as pas 100 baffles ! * pratique de prix injustifiés, abusifs ; ex. : lui mettre une bonne baffle !



500 enceintes sur 700 m²
d'auditorium et toute la hifi

FAROHM-BEAUBOURG
8, rue brantôme, 50 m du centre pompidou, 75003 paris - tél. 1/277.44.56 - métro rambuteau, chatelet-les halles - parking gratuit assuré
FAROHM-MONTPARNASSE
8, bd du montparnasse 75015 paris - tél. 1/306.88.81 - métro duroc, montparnasse - parking gratuit assuré
ouverture : du mardi au samedi 10 h 30/19 h 30





AUDIO – HIFI TECHNIQUE GENERALE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

REALISATIONS

VIDEO ACTUALITE

MICRO-INFORMATIQUE

TELEMATIQUE

MESURE

RADIO TECHNIQUE GENERALE

TELEPHONIE

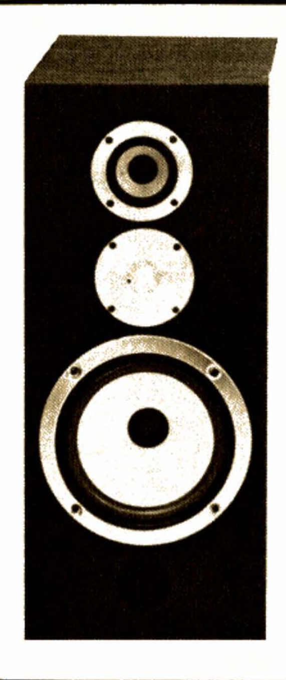
DIVERS

LA MAISON DU HAUT-PARLEUR

SPECIALISTE DU KIT D'ENCEINTES ET DU HAUT PARLEUR

PARIS
138, av. Parmentier, 75011
Tél. 357-80-55
(Métro Goncourt)
du lundi après-midi au samedi
de 9 h 30 à 13 h et de 14 h 30 à 19 h 30

TOULOUSE
8, rue Ozenne, 31000
Tél. (61) 52.69.61
du mardi au samedi
de 9 h 30 à 12 h
et de 14 h 15 à 19 h 15



MODULE KIT MK 60 3 VOIES

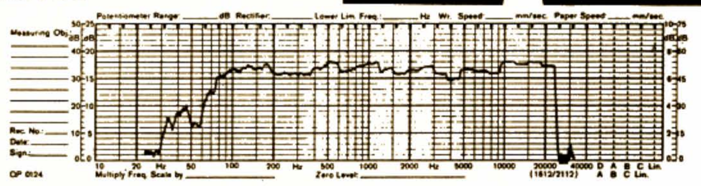
Caractéristiques techniques et performances de l'ensemble

Nombre de voies : 3
1 boomer
1 médium fibre de verre
1 tweeter à dôme
Puissance : avec le 23 SPC : 50 watts
Niveau de pression acoustique maximum à 1 m : avec le 23 SPC : 106 dB

Bande passante :
avec le 23 SPC : 40 Hz à 20 kHz ± 4 dB
Filtrage : 12 dB/Oct. 800 Hz - 4 kHz
Impédance : 8 ohms
Rendement : avec le 23 SPC : 89 dB - 1 W - 1 m

SIARE

Courbes de réponse module kit MK 60



Courbe amplitude de fréquence du MK 60 avec le 23 SPC

PROMOTION : MK 60 + 23 SPC = 350 F

Offre valable jusqu'à épuisement des stocks.

Prix catalogue **601 F**

CONDENSATEURS au papier

1 µf/60 V	6,00 F	5 µf/60 V	12,00 F	15 µf/60 V	24,00 F
1,5 µf/60 V	7,00 F	6 µf/60 V	13,50 F	18 µf/60 V	28,00 F
2 µf/60 V	7,00 F	6,8 µf/60 V	14,00 F	20 µf/60 V	30,00 F
2,2 µf/60 V	7,50 F	7 µf/60 V	14,50 F	25 µf/60 V	35,50 F
3 µf/60 V	9,00 F	8 µf/60 V	16,00 F	30 µf/60 V	41,00 F
3,3 µf/60 V	9,00 F	9 µf/60 V	17,00 F	35 µf/60 V	45,00 F
4 µf/60 V	10,50 F	10 µf/60 V	18,00 F	40 µf/60 V	50,00 F
4,7 µf/60 V	11,50 F	12 µf/60 V	21,00 F	45 µf/60 V	55,50 F
				50 µf/60 V	61,00 F

SELFS Hautes performances

AD 0,10 mH 15/10	50 F	AD 1 mH 15/10	64 F
AD 0,15 mH 15/10	51 F	AD 1,5 mH 15/10	67 F
AD 0,20 mH 15/10	52 F	AD 1,6 mH 15/10	70 F
AD 0,25 mH 15/10	53 F	AD 2 mH 15/10	93 F
AD 0,30 mH 15/10	55 F	AD 2,5 mH 15/10	107 F
AD 0,35 mH 15/10	57 F	AD 3 mH 15/10	114 F
AD 0,40 mH 15/10	58 F	AD 4,5 mH 15/10	128 F
AD 0,50 mH 15/10	60 F		

SIARE

31 C	2 053 F	16 VR	570 F
31 TE	851 F	16 R	460 F
31 SPCS	529 F	12 VR	275 F
29 SPCR	279 F	11 MCV	178 F
28 SPCR	288 F	10 MCV 12 S	217 F
28 SPCGH	266 F	TWZV	450 F
26 SPC	529 F	TWZ	309 F
230 SPCR	424 F	TWM	160 F
230 PPR	396 F	TWYV	178 F
23 SPCGH	190 F	TWY	151 F
23 SPC	198 F	TWG	99 F
22 SPGH	223 F	TWK	88 F
22 SPC	178 F	TWO	93 F
21 CPR 3	228 F	F 9000	1 078 F
21 CPG 3 BC	196 F	F 7000	538 F
21 CPG 3	192 F	F 6000	216 F
21 CP	162 F	F 4000	126 F
19 SPC	171 F	F 2500	133 F
18 VR	324 F	10 BC la paire	340 F
18 SPC	171 F	16 BC la paire	396 F
17 CPPA	133 F	GALET FV	205 F
13 VR	259 F	2016	266 F
12 CPPA	122 F		

Kit Monitor	4 150 F
Kit 31-Z	2 300 F
Kit 26 M	1 180 F
Kit 13 M	552 F
Kit 18 G	403 F

FOSTEX

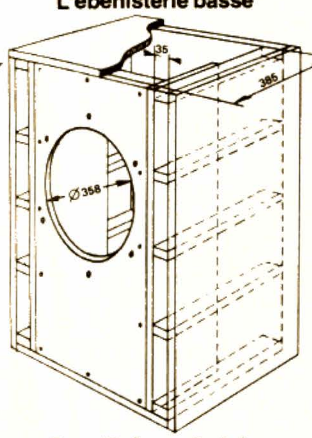
FT 15 H	230 F	H 320 C	1 932 F
FT 50 H	555 F	H 320 CM	2 269 F
FT 66 H	924 F	FE 83	160 F
FT 96 H	765 F	FE 103	219 F
T 825	1 761 F	FE 103 SIG	312 F
T 925	1 551 F	FF 125	249 F
T 845	2 196 F	FF 165	411 F
T 945	1 888 F	FP 163	608 F
FD 600	1 099 F	FP 203	793 F
FT 600	1 019 F	L 362	2 243 F
D 262	2 069 F	L 363	3 360 F
D 266	2 069 F	L 467	2 759 F
D 582	5 443 F	L 469	3 044 F
D 586	5 443 F	L 569	4 560 F
H 220	7 027 F	GS 100	489 F

FOCAL

KIT DB 13	580 F	7 N 303	650 F
KIT 348	770 F	5 N 401	270 F
KIT 300 DB	1 140 F	7 N 401	280 F
KIT 400	1 710 F	7 C 03	280 F
KIT SW 10	1 795 F	8 N 401	300 F
KIT 500	3 145 F	7 N 501	450 F
F 250 DB	135 F	8 P 501	525 F
C 348	175 F	10 N 501	650 F
F 300 DB	295 F	10 C 01	650 F
F 400	465 F	5 N 402 DB	345 F
SW 10	495 F	7 N 402	
F 500	850 F	DBE	365 F
EC 1000		7 C 04 DBE	365 F
Stéréo	2 000 F	8 N 401	
ŒUF BLANC	700 F	DBE	395 F
T 120	310 F	8 N 401	
T 120 FC	450 F	DBE/2	550 F
5 N 302	270 F	7 C 08 DBW	595 F
7 MC 2	495 F		

LA MAISON DU HAUT-PARLEUR

L'ébénisterie basse

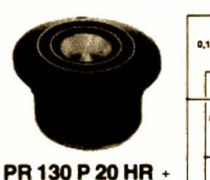


Bass Reflex optimisé

L'ENSEMBLE PRO 38



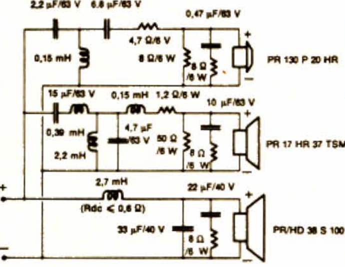




PR 38 S 100 — PR 17 HR 37 TSM — PR 130 P 20 HR

Volume de charge	132 l
Puissance nominale	200 W
Impédance nominale	8 Ω
Bande passante	40 Hz-20 kHz ± 3 dB
Niveau d'efficacité	100 dB SPL/1 W/1 m
Puissance acoustique maxi	123 dB SPL/200 W/1 m

Le filtre



Fréquence de coupure
500 Hz-6 kHz

AUDAX

Série MAGNESIUM

MHD 10 P 25 FSM	160 F
MHD 12 P 25 FSM	165 F
MHD 12 P 25 FSM-SQ	197 F
MHD 17 P 25 JSM	245 F
MHD 17 B 25 J	246 F
MHF 17 B 25 R	270 F
MHD 17 B 37 R	286 F
MHD 17 HR 37 RSM	N.C.
MHD 21 B 37 R	314 F
MHD 21 B 25 R	302 F
MHD 21 P 25 JSM	245 F
MHD 21 P 37 RSM	304 F
MHD 24 P 25 JSM	N.C.
MHD 24 P 37 RSM	463 F
MHD 24 P 37 TSM	541 F
MHD 24 P 45 TSM	643 F
MHD 24 B 45 T	643 F
MHD 24 P 66 USM	1 008 F

HD 9 X 8 D 25	115 F
HD 9 X 8 D 25 HR	124 F
HD 9 X 8 D 25 Grille	123 F
HD 9 X 8 D 25 Grille	132 F
HD 100 D 25	115 F
HD 100 D 25 HR	124 F
HD 100 D 25 Grille	123 F
HD 100 D 25 HR Grille	132 F
HD 12 X 9 D 25	115 F
HD 12 X 9 D 25 HR	124 F
HD 12 X 9 D 25 Grille	123 F
HD 12 X 9 D 25 HR Grille	132 F
HD 94 D 25 SP	80 F
HD 11 X 10 D 25 SP	116 F
HD 13 D 34 H	204 F
HD 13 D 34 H Grille	214 F
HD 13 D 37	188 F
HD 13 D 37 Grille	199 F
HDM 8 ND	57 F
HD 11 P 25 J	136 F
HD 11 P 25 F	114 F
HD 11 P 25 J. BC	139 F
HD 11 P 25 F. BC	116 F
HD 13 B 25 H	206 F
HD 17 B 25 J	172 F
HD 17 B 25 H	214 F
HD 20 B 25 J	178 F
HD 20 B 25 H	222 F
HD 24 S 34 HC	306 F
HD 24 S 45 TSM	365 F
HD 30 P 45 TSM. DB	473 F
HD 30 P 45 TSM	440 F
HD 33 P 66 USM	1 290 F
HD 35 S 66	1 733 F
HD 38 S 100	1 750 F
PR 110	688 F
PR 130	1 148 F
PR 17 HR 37 TSM. CA	372 F
PR 17 HR 37 TSM. CN	503 F
PR 24 P 66	993 F
PR 30 P 45	433 F
PR 33 S 66	1 227 F

PR 33 S 100	1 633 F
PR 38 S 100	1 670 F
PR 38 EX 100	1 853 F
TW 51 A	62 F
TW 60 A	62 F
TW 74 A	62 F
AM TW 51 A	88 F
AM TW 74 A	88 F
AM 10 P 19 BSM	76 F
TW 8 B	106 F
HIF 87 BSM. SQ	110 F
HIF 11 FSM	99 F
HIF 11 JSM	126 F
HIF 12 EB	88 F
WFR 12	118 F
HIF 13 J	148 F
HIF 13 H	179 F
HIF 13 HSM	187 F
MEDOMEX 15	618 F
HIF 166 F	91 F
HIF 166 F SP	91 F
HIF 17 JS	128 F
HIF 17 HS	167 F
HIF 17 H	156 F
HIF 20 FSM	131 F
HIF 20 JSM	161 F
HIF 20 HSM	204 F
HIF 21 F	99 F
HIF 21 H	165 F
HIF 24 HS	312 F
HIF 24 JSM	208 F
HIF 24 HSM	251 F
HIF 30 HSM	384 F
CAR 12 P 25 F la paire	230 F
CAR 12 P 25 F BC COAX. La paire	372 F
CAR 13 P 25 F BC. La paire	340 F
CAR 13 P 25 F COAX. La paire	454 F
CAR 17 P 25 F BC. La paire	380 F
CAR 17 P 25 F COAX. La paire	476 F
VAN 70	1 541 F
TPX 2025 RSN	441 F

FILTRES

FX PRO 38	532 F
FL PRO 33	532 F
FK PRO 24	532 F
FK TRI 70	228 F
FK 3.90	509 F
FK 3.60	312 F
FK 3.50	236 F
FK 2.40	152 F
FK 2.50	210 F
FK 2.30	223 F
FK 2.25	164 F

SELFS

SA 0,15 mH - 0,22 mH - 0,33 mH - 0,47 mH - 0,68 mH - 1 mH - 1,5 mH - 2,2 mH - 4 mH	23 F
LA 0,47 mH - 1 mH - 1,2 mH - 1,5 mH - 1,6 mH - 2,2 mH - 3 mH - 4 mH -8 mH	52 F

10 REALISATIONS ETUDIEES PAR LE « LABO » AUDAX

PRO 38. PR 38 S 100 - PR 17 HR 37 TSM - PR 130 P 20 Hz - FK PRO 38	3 722 F
PRO 33. HD 33 S 66 - PR 178 HR 37 TSM PR 130 P 20 HR - FK PRO 33	3 342 F
PRO 24. MHD 24 P 66 USM - PR 17 HR 17 TSM - PR 130 P 20 HR - FK PRO 24	3 060 F
K 3-60 - MHD 24 P 37 RSM - MHD 12 P 25 FSM - HD 100 D 25 - FK 3-60	1 055 F
K 3-50 - MHD 21 P 37 RSM - HD 13 D 37 R HD 100 D 25 - FK 3-50	843 F
K 2-50 - MHD 21 P 37 RSM - HD 100 D 25 - FK 2-50	629 F
K 2-40 - MHD 21 B 37 R - HD 100 D 25 - FK 2-40	581 F
K 2-30 - MHD 17 B 25 R - HD 12 X 9 D 25 - FK 2-30	608 F
K 2-25 - HIF 13 J - HD 9 X 8 D 25 - FK 2-25	427 F
K TRI 70 - Système triphonique	1 851 F

LES NOUVEAUX KITS AUDAX

BEX 40



608 F

Kit 32

300 F

Kit 42



360 F

Kit 53



470 F

Kit 63



520 F

Kit 73



780 F

Je désire recevoir votre catalogue

☐ **Spécial Kits**

☐ **Votre bon de commande Spécial Province**

NOM . . . .

ADRESSE . . . .

. . . .

CODE POSTAL . . . .

HP Juin 1985



FUNKAUSSTELLUNG BERLIN 1985

Le salon international du Son et de la Vidéo qui se tiendra du 30 août au 8 septembre 1985 à Berlin annonce d'ores et déjà plus de 300 exposants et quelque 300 autres firmes représentées. L'exposition couvrira 27 halls, soit plus de 79 000 mètres carrés couverts et 40 000 mètres carrés en plein air.

C'est encore une fois la télévision qui sera à l'honneur avec les matériels et les expérimentations en direct de télévision par satellite. La Funkausstellung attend quelque 500 000 visiteurs, dont de nombreux revendeurs spécialisés de tous les pays. En plus de l'exposition proprement dite, un programme technico-scientifique est également prévu, qui verra des démonstrations de télévision stéréoscopique (3D), de vidéotexte diffusé (commande de magnétoscope au moyen du vidéotext), etc. Pendant toute la durée de l'exposition, la radio allemande ARD et les télévisions ARD et ZDF émettront 24 heures sur 24 en direct. 200 000 ménages raccordés d'ici août au câble berlinois pourront suivre les programmes d'environ 25 chaînes, incluant toutes les émissions satellites accessibles en Europe.

EUREKA : PERSONNE N'A TROUVE

Le jeu Eureka continue sur sa lancée : l'intérêt du jeu lui-même (qui est un jeu d'aventures passionnant) a progressivement remplacé celui du concours qui offre 250 000 francs de premier prix, un voyage aux Bahamas pour deux personnes, et plus de 200 autres prix !

Le concours avait une première date de clôture qui était le 31 mars 1985. A cette date, beaucoup de participants semblent être arrivés à bout de plusieurs aventures, mais l'huissier qui a procédé au dépouillement des réponses parvenues a annoncé qu'au 31 mars aucune bonne réponse n'avait été fournie.

Pour cette raison, et comme c'est stipulé dans le règlement, le concours est prorogé de mois en mois, avec un dépouillement mensuel. Les gens qui ont commencé le concours peuvent donc continuer à envoyer leurs réponses, et les autres peuvent s'y mettre.

Pour eux, le jeu Eureka est en vente dans la plupart des boutiques de micro-informatique, ou directement par correspondance.

Renseignements : Eureka Informatique, 39, rue Victor-Masse, 75009 Paris.



ROBOTS INGENIERIE

Notre regrettée consœur *Micro et Robots/Robots Systèmes* a enrichi *Radio Plans* d'une intéressante rubrique robotique, mais il restait à satisfaire les besoins d'information de tous ceux, chercheurs, constructeurs et utilisateurs, qui sont directement concernés par la robotique. C'est une nouvelle société, G2H Publications, qui s'est attelée à cette tâche.

Philippe Grange et Jean-Claude Hanus, les fondateurs de *Micro et Robots*, renforcés par Max Hervé, proposent donc trois nouveaux outils d'information. Une lettre hebdomadaire, tout d'abord, *Robots Ingenierie Hebdo* (36 numéros de 8 pages), qui a pour vocation de faire circuler l'information entre les individus et entreprises concernés par la robotique. Chaque lundi, cette lettre permet de disposer d'éléments concis, précis et stratégiques en matière de robotique manufacturière, de robotique de service, d'intelligence artificielle, en disséquant l'information sur les nouveaux produits, les données économiques et financières et la recherche.

Robots Ingénierie Mensuel (11 numéros de 24 pages) a, en revanche, pour mission de satisfaire une demande plus large à travers des articles, des études et des reportages. Elle développe les thèmes fondamentaux de la robotique et apporte des réponses concrètes sur l'état des recherches, les produits et leur évaluation, les applications...

En complément de ces deux périodiques, les dossiers de *Robots Ingénierie*, édités tous les deux mois, seront des études approfondies sur des points ou des secteurs particuliers, réalisées avec la collaboration de consultants de réputation internationale dans les hautes technologies.

Renseignements : G2H Publications, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris. Tél. : (1) 200.33.05.

CHANTIERS DE JEUNES : UNE IDEE A CREUSER

En France ou à l'étranger, ce sont au total des milliers de jeunes, garçons et filles, qui se retrouvent à une quinzaine durant l'été, pour nettoyer une rivière, baliser un sentier de randonnée pédestre, restaurer un monument ancien ou une vieille ferme, créer une aire de jeux... Alors, pourquoi pas vous ?

A son programme, que vous pouvez recevoir gratuitement sur simple demande, « Etudes et Chantiers » propose aux plus de seize ans de partir en Pologne, en Espagne, en Allemagne, au Danemark, ou encore en Turquie. Si vous avez plus de dix-huit ans et que vous n'en êtes pas à votre première expérience, c'est l'Afrique Noire ou l'Inde que vous pourrez découvrir... Et puis, si les Etats-Unis ou le Canada vous semblent trop lointains, n'oubliez pas que cette association organise des chantiers dans toute la France...

Rappelons que pour les adolescents (plus de 13 ans), des frais de séjour (52 F par jour) vous seront quand même demandés et s'ajoutent aux frais d'inscription et d'assurance (de 300 F à 400 F selon catégorie).

Renseignements : Etudes et Chantiers, 33, rue Campagne-Première, 75014 Paris. Tél. : (1) 322.15.61.



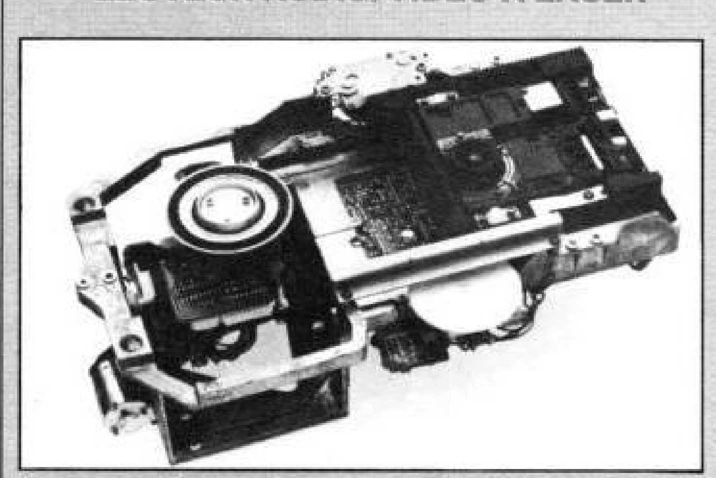
FERS A SOUDER

La société Bray France, connue depuis de nombreuses années dans la fabrication et la vente de résistances électriques chauffantes, vient de reprendre la distribution en France des fers à souder Antex, en accord avec les établissements Kliatchko.

Renseignements : Bray France, 143, avenue Emile-Zola, 75015 Paris.

BLOC-NOTES

LECTEUR AUDIO/VIDEO A LASER



Les nouveaux produits Pioneer réalisent la jonction audio/vidéo. Ainsi le magnétoscope de salon vidéo 8 mm du constructeur nippon permet-il également l'enregistrement audio numérique. Autre appareil bien intéressant, le lecteur LV/CD CLD-900 qui peut lire aussi bien les disques compacts audio numériques que les disques vidéo Laservision. Sachant que ces disques ne sont pas du même diamètre et que leurs vitesses de rotation sont différentes, le CLD-900 est constitué d'une double platine comportant deux moteurs gérés par des asservissements séparés. La mise en place de l'une ou l'autre platine se fait entièrement automatiquement, par détection optique du diamètre du disque. Toutes les fonctions de recherche usuelles sont disponibles sur l'appareil et sur la télécommande : on peut ainsi accéder aux 54 000 images inscrites sur le disque Laservision. Le CLD-900 peut également être interfacé avec un micro-ordinateur. Reste à savoir quand le CLD-900 sera disponible en France et avec quel soft vidéo.

Distribution : Setton Group., 10, rue des Minimes, 92270 Bois-Colombes.



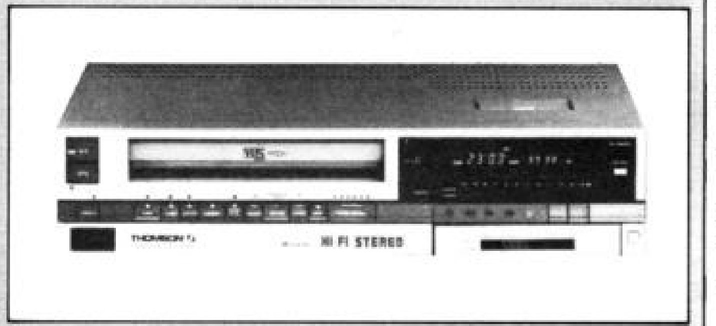
VIDEOCASSETTES POLAROID

Les cassettes vidéo Polaroid Supercolor sont disponibles dans les formats VHS et Béta, en qualité standard et super high grade dans les durées usuelles (120 et 180 mn) d'enregistrement. Elles utilisent une bande à support très fin en polyester sur lequel est couché une pellicule d'oxydes magnétiques à base de fer et de chrome.

Distribution : Polaroid France S.A., 4, rue Jean-Pierre-Timbaud, 78390 Bois-d'Arcy.



THOMSON VHS HIFI



Le V-6000S est le nouveau magnétoscope haut de gamme de Thomson. Il permet, grâce à deux têtes supplémentaires placées sur le tambour rotatif, l'enregistrement du son en haute fidélité (en cas de retransmissions simultanées TV-MF, par exemple).

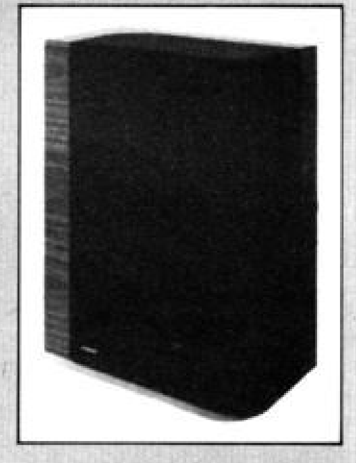
C'est un appareil à télécommande infrarouge qui peut programmer 8 émissions sur 14 jours. Il propose la lecture et la recherche visuelle avant/arrière à vitesses variables, l'arrêt sur image, l'avance image par image et l'assemblage et l'insertion de séquences. Il possède une entrée caméra, deux entrées microphone et une sortie casque.

Distribution : SDRM, 67, quai Paul-Doumer, 92402 Courbevoie Cedex.



TOUT BIEN REFLECHI

La Bose 505 bénéficie bien sûr du concept « direct, reflecting » issu des études faites dès 1956 par le Dr Amar G. Bose, et donc utilise les murs de la salle d'écoute pour renvoyer les sons selon des angles précis afin de créer un champ sonore composé des mêmes proportions de sons réfléchis et de son direct. La 505 est dotée du filtre « Dual frequency » avec lequel la transition entre les haut-parleurs se fait en douceur. L'équilibre en phase et amplitude permet une distribution de la puissance entre HP grave et HP aigu qui leur permet de travailler simultanément sur une octave. Le grave de 25 cm à grande élongation est chargé par un volume et un évent calculés par ordinateur. Les 505 sont pourvues de protections automatiques qui limitent la puissance en provenance de l'amplificateur en cas d'échauffement excessif des bobines mobiles.

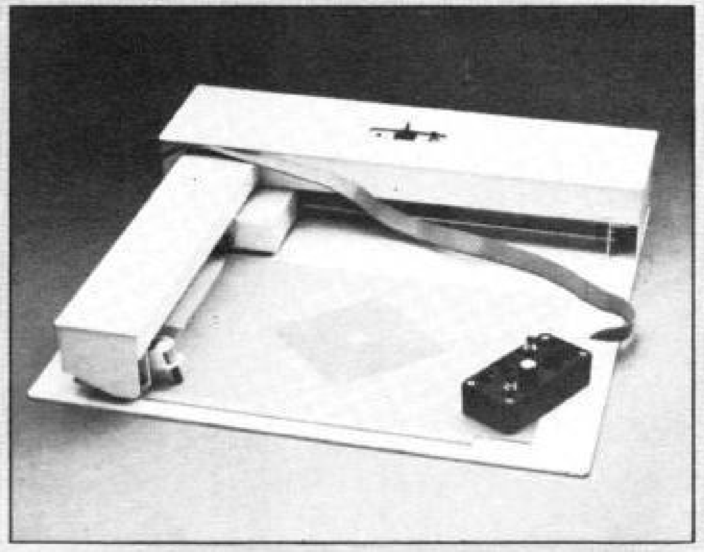


La configuration « Free Space Tweeter Array » permet de l'adapter facilement à l'environnement acoustique.

Distribution : Bose Erance, 9-11, rue Armagis, 78100 Saint-Germain-en-Laye. Tél. : (3) 061.04.61.



TABLE TRAÇANTE EN KIT



La représentation graphique des résultats du traitement de l'information dispensée par les micro-ordinateurs connaît une vogue croissante. La table traçante de type XY autorise le tracé de plans, de graphiques, de courbes... et s'avère, de ce fait, un des périphériques des plus utiles ; seul son prix peut constituer un obstacle à une plus large diffusion.

Construire ce type d'appareil n'est pas une tâche aisée, on peut être bon électronicien sans être pour autant doublé d'un mécanicien de précision et une table XY comporte de la mécanique...

Cette contrainte est désormais annihilée avec l'apparition d'un tel accessoire en kit ; mécanique et électronique sont alors livrées en pièces détachées ainsi d'ailleurs que le coffret de protection (boîtier) qui donne une allure très industrielle à la réalisation terminée :

- Dimensions : 430 × 420 × 75 mm.
- Papier : format A4 (265 × 175 mm).
- Vitesse d'écriture : 40 mm/s maximum.
- Résolution : 0,29 mm.
- Interface : parallèle « Centronics ».
- Construction : polystyrène-choc, tiges de guidage en acier inox.

Un boîtier de commande est également proposé en option.

Cette réalisation, signée « Robot Kit », peut être acquise soit en une seule fois (moins de 1 700 F sans l'option), soit par élément (solution globalement plus coûteuse). Quoi qu'il en soit, le gain financier réalisable, que l'une ou l'autre des formules retienne le choix, se révèle très appréciable.

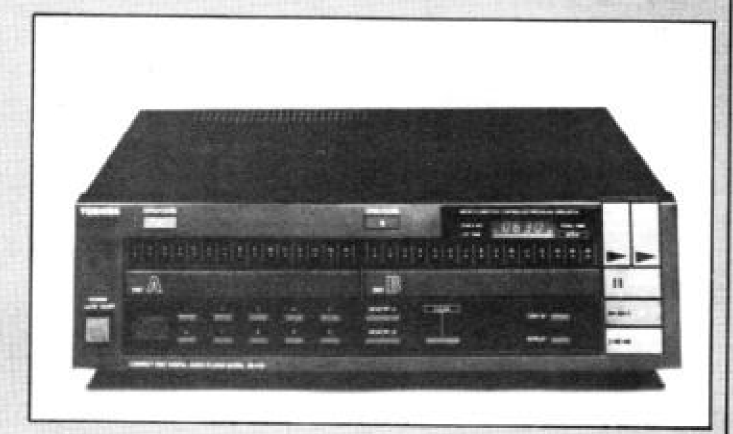
Un fascicule-guide de construction très explicite est fourni avec chacun des kits.

« Robot-Kit » est fabriqué par Sipal, 90, rue Rebeval, 75019 Paris. Tél. : (1) 206.96.73.

DOUBLE COMPACT-DISC

Toshiba propose désormais des lecteurs de compact-discs à des prix inférieurs à 4 000 F. Les XR-40 et XR-V11 diffèrent essentiellement par la dimension, le premier étant adapté aux chaînes classiques standard 19 pouces, tandis que le second est destiné aux chaînes midi (340 mm). Toutes les fonctions essentielles ont été préservées, les ingénieurs de Toshiba ayant évité les gadgets qui auraient pu provoquer une augmentation du prix.

Plus original, le XR-V22 est un double lecteur de compact-discs. Ses deux platines, réunies dans un boîtier au « standard » des midi-chaînes, permettent de lire deux disques compacts l'un à la suite de l'autre. Son prix, inférieur à 4 500 F, ne dépasse pas celui d'un seul lecteur.



Distribution : NAVS, Z.A. de Courtabœuf, B.P. 62, 91942 Les Ulis Cedex. Tél. : (6) 907.72.76.

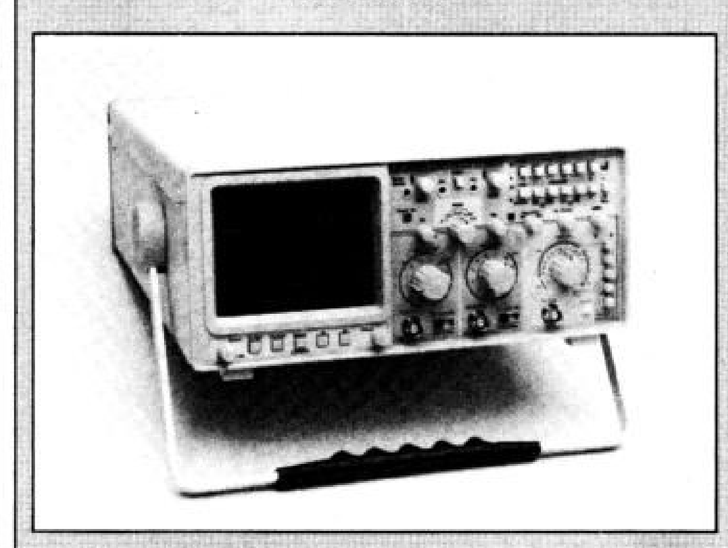
LA TELEMATIQUE
par Michel Poullet

Ce livre a pour but de vous guider dans les méandres des services télématiques : de quels services pouvez-vous bénéficier aujourd'hui ? Quelle est l'installation nécessaire ? Combien coûte-t-elle ? Les principales questions abordées sont : le service Télétel, ses possibilités actuelles et ses perspectives d'avenir ; le Minitel ; les banques de données disponibles ; la télématique professionnelle et ses performances dans le traitement du courrier, l'organisation de réunions à distance, la copie de documents et la recherche d'informations ; télématique ou micro-ordinateur.

Editeur : Marabout service.

BLOC-NOTES

OSCILLOSCOPE COMPACT A MEMOIRE NUMERIQUE



Gould 1425 est un oscilloscope de 20 MHz double trace qui fonctionne en mode conventionnel ainsi qu'en mode numérique, permettant ainsi la capture de signaux transitoires et de signaux rapides répétitifs. Il permet la mesure automatique simultanée de temps et de tensions entre curseurs avec lecture directe sur l'écran. Il possède une interface série RS 423 (compatible avec RS 232) qui autorise le transfert bidirectionnel des données et des commandes avec n'importe quel micro-ordinateur, afin d'effectuer un stockage externe des traitements de signaux et la télécommande de l'appareil. L'interface RS 232 permet également de ressortir directement les données vers une table numérique. Les copies des traces mémorisées en format A3 et A4 peuvent être identifiées par des couleurs différentes. Les axes gradués, les lignes du graticule et les conditions de capture sont imprimés automatiquement.

Distribution : Gould Electronique, 57, rue Saint-Sauveur, 91160 Ballainvilliers.



COURS PAR CORRESPONDANCE

Le Centre national d'enseignement par correspondance de Grenoble propose aux jeunes comme aux adultes des cours par correspondance préparant aux examens suivants :

- certificat d'aptitude professionnelle (C.A.P.),
- Brevet d'études professionnelles (B.E.P.),
- Brevet professionnel (B.P.),
- Brevet de technicien supérieur (B.T.S.),

avec, pour ce dernier, un stage obligatoire de 4 à 6 semaines en fin de première année.

Le Centre national d'enseignement par correspondance est un établissement public qui dépend du ministère de l'Education nationale.

Pour tout renseignement complémentaire : C.N.E.C., Centre de Grenoble, 39, bd Gambetta, B.P. 3X, 38040 Grenoble Cedex. Tél. : (76) 46.65.02.

BLOC-NOTES

NOTRE CLICHE DE COUVERTURE

JVC : LA CHAINE PORTABLE PC-W 88

(A 2 PLATINES CASSETTE ET RECEPTEUR 4 GAMMES : FM-GO-PO-OC)

Les particularités essentielles de cette chaîne portable consistent en :

● L'utilisation du dispositif « U-Turn » : inversion entièrement automatique dans la platine A d'enregistrement/lecture et inversion automatique dans la platine B de lecture.

● Montage à vitesse double, à mise en marche synchrone.

● Enceintes acoustiques 2 voies, à woofer à membrane rectangulaire, séparables du coffret principal.

On retiendra que, quand les deux faces de la cassette B ont été lues, un relais transfère le contrôle sur l'autre platine qui lit les deux faces de la cassette A, ce qui double la durée de lecture. Deux cassettes différentes peuvent être également lues, l'une après l'autre, suivant le même processus que ci-dessus.

Autres caractéristiques :

● Puissance 2 x 6 W.

● Dolby incorporé.

● Recherche automatique des séquences musicales.

● Contrôle automatique du niveau d'enregistrement (ALC) avec seuil ajustable.

● Mécanismes logiques à touches à effleurement.

● Synthoniseur particulièrement précis en OC.

● Indicateur stéréo en FM.

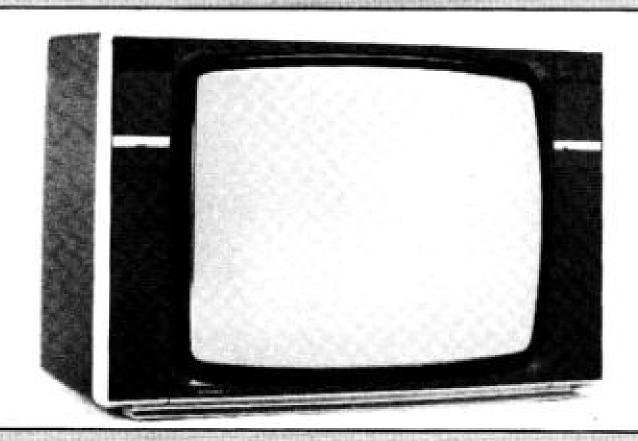
● Alimentation : 240/ 220 V et 110 V (50/60 Hz) et 12 V continus (2 piles « R20 »).

● Dimensions : 612 x 173 x 194 mm.

● Poids : 6,5 kg.

En outre, et en option, le PC-W 88 peut recevoir une platine L-E88 et son support adaptateur à l'ensemble.

LE TELEVISEUR ALARME



Océanic va prochainement proposer un téléviseur muni d'un système d'alarme à détection volumétrique permettant une surveillance vigilante et discrète du téléviseur et de ses périphériques (magnétoscope, micro-ordinateur, etc.). Il ressemble à un téléviseur normal de la gamme Océanic mais est muni d'une puissante sirène intégrée (qui peut être raccordée à une sirène supplémentaire). Lorsque l'utilisateur quitte son appartement, il met le téléviseur en position alarme et a une minute pour sortir. A son retour il dispose de 15 secondes avant le déclenchement de l'alarme.

Distribution : Océanic, 97, avenue de Verdun, 93230 Romainville. Tél. : 843.43.43.

FABRIQUER SES CIRCUITS IMPRIMES

Jean-Marc Petit a créé en 1984 une entreprise artisanale de production qui fabrique de l'outillage et des matériels pour la réalisation de circuits imprimés grand public et professionnels. Cette entreprise, J.M.P. Electronique, propose des solutions intéressantes : machines à graver à mousse de perchlorure de fer (formats : 200 × 300 et 300 × 400 mm, différentes options) ; machines à graver par projection (formats : 200 X 300, 300 × 300 et 400 × 300 ; différents modèles : commande électronique, chambre de rinçage incorporée, modèles à tiroir, gravure en continu...) ; châssis d'insolation simple et double face (plus de dix modèles, à pression par mousse, pression par prise de vide, formats variables jusqu'à 600 × 600 mm) ; effaceurs d'eproms, tables lumineuses de montage, châssis de montage et soudage des composants, machines à étamer, plieuses à tôle, outillage de perçage-fraisage..., stratifiés et produits de traitement pour la réalisation des cartes C.I...

Un catalogue complet est mis à disposition de tout intéressé sur simple demande.

Distribution : J.M.P. Electronique, 4, rue J.-B.-Lulli, 65260 Pierrefitte-Nestalas.

UN PORTABLE DE SALON

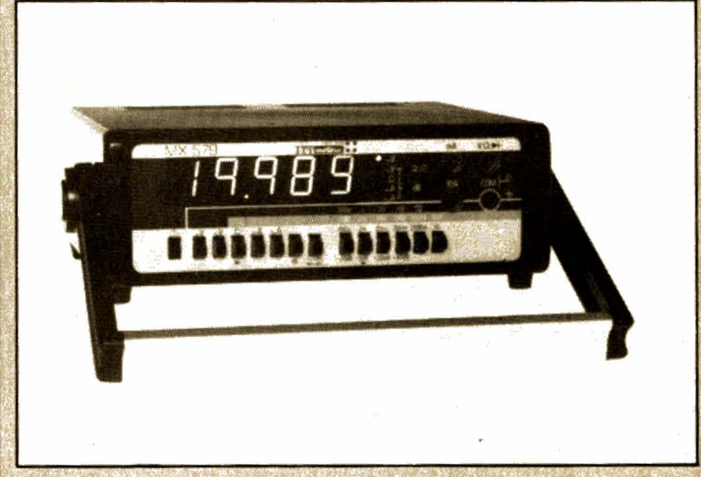


Le nouveau Salora 7400, premier magnétoscope de la marque (la gamme comprendra trois modèles, dont un VHS HiFi), est un appareil surprenant. Il peut être utilisé aussi bien comme magnétoscope portable (associé à une caméra ou non) ou comme un appareil de salon. Le 7400 est un VHS Pal/Secam à tuner VHF/UHF intégré à 16 canaux mémorisables et à recherche automatique. Il permet de programmer trois émissions sur 14 jours. Outre les fonctions usuelles (visualisation rapide, ralenti, arrêt sur image, image par image), il possède des fonctions de montage tels l'assemblage automatique, l'insertion d'image et le doublage son, et une touche d'enregistrement OTR (30 mn/jour).

Le 7400 peut être alimenté sur secteur 220 V, sur 12 V par batterie rechargeable incorporée et sur 12 ou 24 V extérieurs par un adaptateur allume-cigare. Son poids : 5,9 kg.

Distribution : Bisset Groupe Industries, 32, quai de la Loire, 75019 Paris.

UN MULTIMETRE PROFESSIONNEL NUMERIQUE ET ANALOGIQUE



Metrix présente un multimètre qui associe les avantages d'un multimètre numérique et ceux d'un véritable millivoltmètre analogique à grande échelle éliminant le manque de résolution des petits galvanomètres ou des bargraphs à nombre de points limité. Le MX 573 est tout d'abord un multimètre numérique 2 000 points (3 1/2 digits), avec une précision de base de 0,1 %, doté d'une gamme complète de calibres dans les cinq fonctions fondamentales. C'est aussi un millivoltmètre électronique à haute impédance d'entrée (10 MΩ) de 25 mV de sensibilité fin d'échelle en continu comme en alternatif. L'appareil est équipé d'un galvanomètre à bande tendue très sensible qui permet de suivre instantanément sur un grand cadran les variations d'un signal. Ces deux modes d'affichage se complètent parfaitement : l'un permet l'appréciation immédiate des variations de la mesure par rapport à la pleine échelle, l'autre donne la valeur précise de la mesure stabilisée.

Distribution : ITT Composants et Instruments, Division Instruments Metrix, Chemin de la Croix-Rouge, B.P. 30, 74010 Annecy Cedex.

NICE : GRANDE PARADE DU JAZZ JVC



Depuis 1984, sensible à la réputation internationale et à la qualité exceptionnelle des programmes proposés par George Wein, promoteur de célèbres festivals de Jazz (Newport, Londres, Den Haag et Nice), JVC parraine l'ensemble des manifestations précitées.

S'agissant plus particulièrement de la « Grande Parade du Jazz » de Nice, celle-ci se déroulera du 10 au 20 juillet, dans une ambiance familiale et sympathique, où se mêlent harmonieusement grands et petits, amateurs et novices, pour la plus grande joie de tous.

Pour se procurer les billets : les trois FNAC à Paris et la « Grande Parade du Jazz JVC », Hôtel Beach Regency, 223, promenade des Anglais, 06200 Nice. Tél. : 16 (93) 71.93.22.

REALISEZ VOTRE ORDINATEUR PERSONNEL

Après un court paragraphe consacré à la mise en « chauffe » de l'alimentation afin d'en tester la fiabilité, nous allons dévoiler aujourd'hui le schéma complet de notre micro-ordinateur afin de pouvoir commencer le câblage de la carte principale dès le mois prochain.
Mais tout d'abord voici...

Quelques précisions

Comme pour nos deux réalisations précédentes, vous êtes nombreux à nous écrire et à témoigner de l'intérêt pour cette réalisation. Bien qu'il ait été répondu personnellement à chacun d'entre vous, nous aimerions préciser ici un point important que nous avons passé sous silence jusqu'à maintenant.

La mise en service d'un ordinateur est toujours une phase délicate car si rien ne fonctionne, les moyens d'investigation dont on dispose sont très limités, contrairement à ce qui se produit lorsqu'une partie seulement d'un appareil est en panne. Pour que cela ne soit pas le cas avec TAV85, nous avons mis au point un programme de test modulaire qui vous permettra de mettre en service la carte principale bloc par bloc, sans aucun appareil de mesure autre qu'un indicateur utilisant 8 LED et 8 résistances.

Ce programme réside dans une ROM qu'il suffit d'installer sur la carte principale lors de la première mise sous tension. Tous les sous-ensembles de la carte sont alors testés automatiquement et l'état de chacun d'eux est visualisé par des diodes électro-luminescentes. En cas de défaut, la localisation de celui-ci est limitée à trois ou quatre circuits intégrés, ce qui facilite grandement le dépannage. Si, malgré cela, vous éprouviez quelques inquiétudes, sachez que la société Facim, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis, propose un service de dépannage des cartes sous certaines conditions. Par ailleurs, l'auteur de ces lignes a grandement amélioré son service courrier, ce qui lui permet de répondre dans des délais assez courts à toute question technique.

La fourniture de ce programme de test ainsi d'ailleurs que de tous ceux qui seront disponibles pour ce micro-ordinateur est assurée exclusivement par l'auteur. Un catalogue des logiciels, disponible fin juin, peut vous être adressé sur simple demande, accompagnée d'une enveloppe format 16 × 22 libellée à votre adresse et affranchie à 5 F (ou 4 coupons réponse internationaux si vous résidez à l'étranger).

Les essais de l'alimentation

Précisons tout d'abord qu'une erreur s'est glissée dans le numéro d'avril sur le plan d'implantation de la figure 6. La résistance située à côté de IC_2 n'est pas une 6,8 kΩ mais une 1,5 kΩ comme indiqué sur le schéma théorique. Par ailleurs, la photo située en milieu de page 84 de ce même numéro n'a rien à voir avec l'alimentation du micro-ordinateur, c'est celle d'un expanseur de dynamique décrit quelques pages plus loin.

Le câblage réalisé le mois dernier étant supposé terminé, nous allons procéder à des essais de charge de l'alimentation consistant à lui faire débiter un courant important pendant plusieurs heures afin de vérifier que tout se passe bien. De tels essais ne sont pas indispensables mais permettent de mettre en évidence une éventuelle faiblesse d'un composant, qu'il est toujours plus agréable de diagnostiquer maintenant plutôt que lorsque le système sera terminé et opérationnel.

Avant de faire ces essais et compte tenu des mesures que nous avons faites sur les disjoncteurs thermiques qui équipent cette alimentation, nous devons vous faire réaliser deux adjonctions sur le circuit imprimé. La première consiste à équiper les deux thyristors Th_1 et Th_2 d'un petit radiateur ; en effet, les délais de réponse des disjoncteurs sont suffisamment longs pour que ceux-ci aient le temps d'atteindre une température importante. Cette adjonction est très simple comme le montre une des photos ci-jointe. Il suffit de découper un petit rectangle d'alu ou de dural de 55 mm sur 30 mm environ et

de le placer entre les thyristors et les deux chimiques qui se trouvent derrière eux. Le thyristor Th_1 sera vissé directement sur ce radiateur tandis que Th_2 sera isolé avec les accessoires classiques (canon et mica). Si cet isolement vous embête, il vous suffit de couper le radiateur en deux de façon à isoler les deux moitiés ; vous pouvez alors visser chaque thyristor dessus sans accessoire. Un petit cordon de colle complètera l'installation de ce radiateur en le maintenant sur le circuit imprimé.

Le radiateur des thyristors et les résistances ajoutées pour augmenter le courant de court-circuit.

La deuxième adjonction à réaliser consiste à augmenter le courant de court-circuit des alimentations + 12 et + 5 V ; la cause en est, ici encore, le manque relatif de sensibilité de certains disjoncteurs thermiques. Pour ce faire, soudez en parallèle sur la résistance de 0,22 Ω du + 12 V une résistance du même type mais de 0,47 Ω, et sur une des deux résistances de 0,22 Ω du + 5 V, une autre résistance de 0,22 Ω. Les courants de court-circuit sont ainsi suffisamment augmentés pour assurer un déclenchement rapide et sur des disjoncteurs thermiques.

Si vous n'utilisez pas le circuit antisurtension (pas de 3423 ni de thyristor ni de disjoncteur), ces modifications ne vous concernent évidemment pas.

Nous allons maintenant procéder au réglage de ces circuits antisurtension. Pour ce faire, mettez les 3423 sur leurs supports et placez les curseurs des potentiomètres de 2,2 kΩ à fond du côté des 3423. Mettez l'alimentation sous tension et constatez qu'elle fonctionne comme par le passé (sinon il y a un problème au niveau d'un 3423). Mettez un voltmètre sur l'alimentation 5 V et faites-la monter à 5,5 V en agissant sur le potentiomètre de 4,7 kΩ situé à côté de IC_1. Agissez ensuite très doucement sur le potentiomètre de 2,2 kΩ situé près de IC_2 pour obtenir le déclenchement du thyristor matérialisé par une baisse de la tension de sortie, une quasi-extinction de la LED correspondante et le déclenchement du disjoncteur après 5 à 15 secondes de délai.

Ramenez alors le curseur du 2,2 kΩ un tout petit peu en arrière ainsi que celui du 4,7 kΩ afin de réduire de nouveau la tension de sortie à 5 V. Enclenchez le disjoncteur et faites l'ajustement de votre tension de sortie à 5 V par le potentiomètre de 4,7 kΩ. Attention, le réenclenchement d'un tel disjoncteur n'est possible que lorsque celui-ci a refroidi, ce qui demande quelques secondes après disjonction (on entend très nettement un petit déclic lorsque le disjoncteur est à nouveau prêt).

Vous pouvez alors faire de même pour le réglage de l'alimentation + 12 V, la valeur de déclenchement du circuit étant fixée dans ce cas à 13 V.

Faites ensuite quelques essais pour vérifier que votre circuiterie antisurtension n'est pas trop sensible. Pour cela, branchez et débranchez d'autres appareils électriques à proximité de votre ordinateur et constatez que rien ne se passe. Si tel n'est pas le cas, vous pouvez diminuer un peu la sensibilité du ou des circuits antisurtension concerné(s) en déplaçant très légèrement le curseur du ou des potentiomètres de 2,2 kΩ en direction des 3423. Si cela ne suffit pas, ce qui peut arriver si vous avez un secteur EDF très perturbé (présence de machines équipées de gros moteurs telles que machines à laver par exemple), vous pouvez augmenter les condensateurs de 10 nF placés à côté des 3423. Plus la valeur de ces condensateurs est importante, plus le 3423 met de temps à réagir, ce qui lui permet de ne pas déclencher sur des parasites violents mais brefs.

Nous allons maintenant faire débiter les alimentations + 5 et + 12 V ; pour cela et à moins que vous n'ayez un stock de résistances bobinées de faible valeur, allez chez votre marchand d'accessoires auto et procurez-vous une ampoule 12 V 21 W (utilisée généralement pour les clignotants) et une ampoule 6 V 21 W (idem mais pour les véhicules ayant une batterie 6 V). Ces deux ampoules vont constituer deux charges solides et peu coûteuses. Branchez alors l'ampoule 12 V sur l'alimentation + 12 V et l'ampoule 6 V sur l'alimentation + 5 V. Vérifiez avec un voltmètre que les tensions de sortie sont conformes à ce que vous aviez réglé à vide à quelques dizaines de millivolts près, et laissez le montage ainsi pendant plusieurs dizaines de minutes. Vérifier régulièrement que rien « ne fume », mais ne soyez pas surpris d'un échauffement important des deux ponts de redressement et des deux transistors de puissance ; l'alimentation débite en effet près de 1,8 A sur le 12 V et près de 4,2 A sur le 5 V.

Si ce test s'est bien passé, votre alimentation est prête pour de bons et loyaux services. Dans le cas contraire, c'est-à-dire si un élément a rendu l'âme, il ne vous reste plus qu'à le rem-

Entrée/ sortie série n°1
Entrée/ sortie série n°2
Microprocesseur
ROM 4k × 8 bits
RAM 64k × 8 bits
Interface série asynchrone n° 1
Interface série asynchrone n° 2
Données
Connecteur de bus
Décodage d'adresses
Adresses
Connecteur de bus
Interface parallèle
Interface lecteurs de disquettes
Horloge temps réel
Interrupteurs de configuration de système
Sortie imprimante parallèle
Lecteur n°0
Lecteur n°1
Lecteur n°2
Lecteur n°3

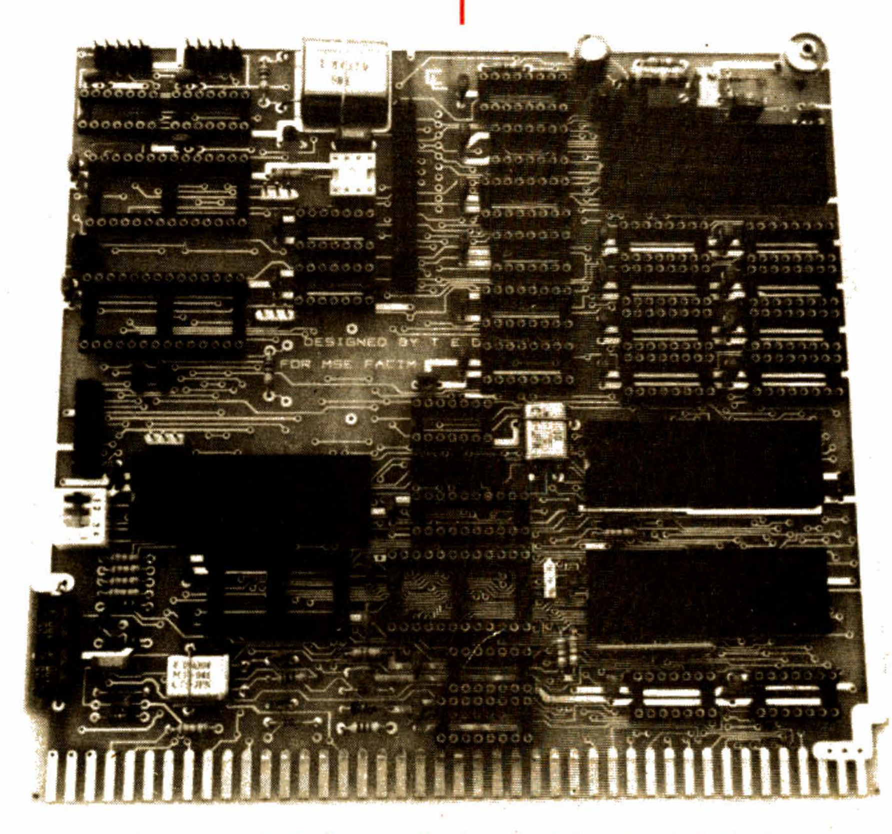
FIGURE 1. – Synoptique de la carte principale du système.

placer et à recommencer ; ce test ayant justement pour but de mettre en évidence d'éventuels défauts de jeunesse de certains composants.

Schéma de la carte principale

Celui-ci étant assez imposant compte tenu du fait que cette carte est en fait un micro-ordinateur complet, nous allons l'analyser bloc par bloc et, pour ce faire, nous vous proposons, en figure 1 et à titre de rappel, un synoptique de celle-ci.

Le schéma complet quant à lui vous est présenté en figure 2 dans une représentation allégée. En effet, pour ne pas qu'il soit illisible, nous n'avons pas développé les différents bus mais au contraire avons représenté ceux-ci par un seul trait en travers duquel une barre oblique indique combien de fils les constituent. Cette façon de faire ne prête pas à confusion puisqu'aux points de raccordement de ces divers bus sur les circuits, les lignes individuelles qui les constituent apparaissent



La carte principale est prête à recevoir les circuits intégrés.

FIGURE 2. – Schéma complet de la carte principale.

toutes, ce qui permet de comprendre ce qui se passe et de voir comment sont faites exactement les connexions.

Le premier choc étant passé, nous pouvons maintenant faire l'analyse de ce « monstre » avec, tout d'abord...

Le microprocesseur

Ainsi que nous l'avons annoncé dans nos précédents articles, il s'agit d'un 6809 puisque ce circuit offre, à l'heure actuelle, un des meilleurs compromis prix-facilité de mise en œuvre-puissance. Ce 6809 (IC_{01}) est un peu particulier car c'est une version 6809E qui est utilisée ici c'est-à-dire sans oscillateur d'horloge intégré. Hormis cette différence avec le 6809 « classique », tout le reste est strictement identique. L'horloge de ce 6809E est fournie sur ses deux pattes E et Q par un circuit spécial appelé le SAM et qui se trouve juste au-dessus de lui sur la figure 2 (IC_{02}). Nous verrons ci-après le rôle de ce circuit.

Les lignes de données D_0 à D_7 et les lignes d'adresses A_0 à A_{15} sont véhiculées sur toute la carte, où elles sont connectées directement aux boîtiers qui le nécessitent sans interposition d'amplificateurs de bus. Une telle façon de faire est admissible compte tenu de la petite taille de la carte et du nombre (relativement) faible de boîtiers qui y sont utilisés.

La ligne d'interruption rapide FIRQ ainsi que la ligne d'arrêt HALT ne sont pas utilisées et sont donc ramenées en permanence au + 5 V par des résistances. La ligne d'interruption masquable (c'est-à-dire d'interruption que l'on peut ignorer par logiciel) est quant à elle distribuée sur toute la carte, ce qui permet de lui raccorder certains boîtiers grâce à des cavaliers mobiles. La ligne d'interruption non masquable NMI, inutilisée sur la carte, est tout de même sortie sur le connecteur de bus de bas de carte pour une exploitation éventuelle extérieure.

La ligne RESET est celle qui permet la ré-initialisation (le reset en bon franglais) du 6809 lors de la mise sous tension ou lors d'erreurs de programmation de votre part. Elle est reliée à une circuiterie relativement complexe assurant le reset à la mise sous tension d'une part, mais aussi le reset ultérieur sans perturber le SAM et les mémoires comme nous le verrons ci-après.

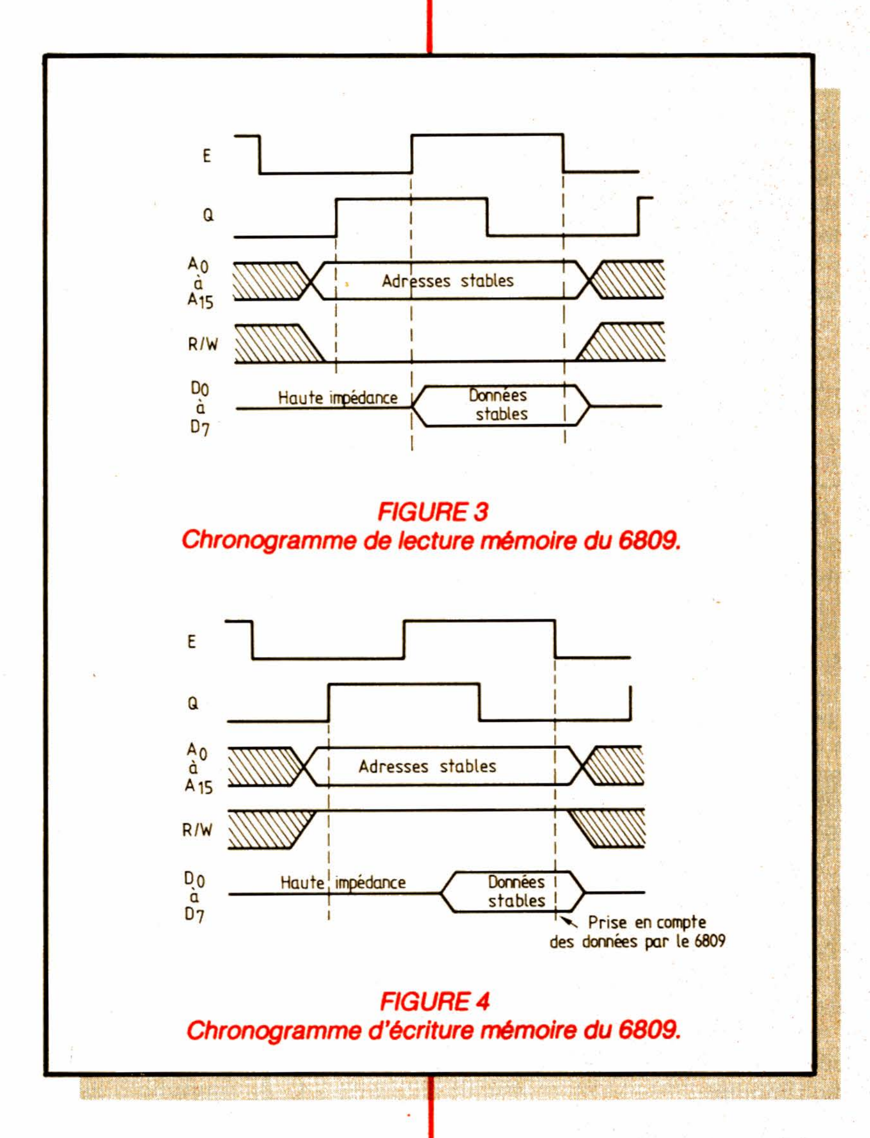


FIGURE 3
Chronogramme de lecture mémoire du 6809.

FIGURE 4
Chronogramme d'écriture mémoire du 6809.

Le 6809 étant un circuit dont les chronogrammes de bus sont très simples, seule l'horloge E (provenant du SAM) et la ligne R/W qui est la ligne lecture/écriture sont utilisées comme lignes de contrôle dans tout le reste du système.

Afin que vous puissiez comprendre sans difficulté la suite du schéma, il nous faut vous présenter rapidement les chronogrammes simplifiés de lecture et écriture mémoire du 6809. Ceux-ci sont très simples comme vous pouvez le constater à l'examen des figures 3 et 4. Pour lire en mémoire, le 6809 commence par positionner sur ses lignes d'adresses A_0 à A_{15} l'adresse de la mémoire concernée. Ces adresses sont stables dès la montée de Q, et le restent jusqu'à la descente de E. La ligne R/W est positionnée à l'état haut pour signifier une lecture et reste stable au moins aussi longtemps que les lignes d'adresses. Le 6809 prend alors en compte les données qui lui sont fournies par la mémoire sur D_0 à D_7 lors du front descendant de E, ce qui termine un cycle de lecture.

Une écriture en mémoire se déroule de façon tout aussi logique. La phase d'adressage est identique à celle de lecture mais la ligne R/W est cette fois-ci mise au niveau bas pour signifier une écriture. Les données, qui sont fournies par le 6809 puisque l'on écrit en mémoire, sont stables dès la montée de E et jusqu'à sa descente, à charge pour la mémoire de mettre ce temps à profit pour les prendre en compte.

Ce comportement très simple est encore accru par le fait que, pour le 6809, tous les circuits périphériques quels qu'ils soient sont traités comme de la mémoire. Il n'y a donc pas comme avec

certains autres micros d'instructions et de chronogrammes d'entrées/sorties. Pour faire une sortie de donnée sur un périphérique, le 6809 écrit dans celui-ci comme il écrirait dans n'importe quelle mémoire, alors que pour faire une entrée de donnée depuis un périphérique, le 6809 lit dans celui-ci comme il lirait en mémoire.

Les 64 K de mémoire vive

La mémoire vive ou RAM de notre micro-ordinateur occupe l'espace adressable maximum permis par le 6809 puisqu'elle fait 64 Ko. Elle est constituée par 8 boîtiers de RAM dynamique de 64 k-bits repérés IC_9 à IC_{16} sur le schéma. Pour ceux d'entre vous qui n'ont pas suivi nos articles d'initiation à la micro-informatique, rappelons rapidement qu'il existe deux grandes familles de mémoires vives : les RAM statiques et les RAM dynamiques. Les RAM statiques sont d'une mise en œuvre très simple mais leur capacité est en moyenne quatre fois inférieure à celle des RAM dynamiques. Ces dernières sont d'une mise en œuvre plus délicate mais permettent de réaliser des plans mémoire de grande capacité en occupant seulement une faible surface de circuit imprimé.

Les « inconvénients » des RAM dynamiques sont de deux types différents :

– Le premier est dû au fait que, pour intégrer ces mémoires dans des boîtiers à faible nombre de pattes, on multiplexe les lignes d'adresses. Ainsi les RAM utilisées sur notre système, qui sont des 64 k-bits, devraient-elles avoir 16 lignes d'adresses ; grâce au multiplexage elles n'en ont que huit. En contrepartie, cela complique la circuiterie d'adressage de ces mémoires.

– Le deuxième est dû au fait que les RAM dynamiques doivent recevoir régulièrement un rafraîchissement des données qu'elles contiennent (on leur rafraîchit la mémoire en quelque sorte !). En effet, les cellules mémoires élémentaires de telles RAM sont de minuscules condensateurs dont il faut entretenir la charge périodiquement. Ceci complique encore la circuiterie à mettre en œuvre autour des RAM dynamiques.

Dans notre précédent micro-ordinateur, nous avions conçu une circuiterie simple et originale pour accomplir ces fonctions ; malheureusement, la taille de cette circuiterie était incompatible avec celle de notre carte principale aussi avons-nous dû adopter une autre solution : l'utilisation du SAM ou MC 6883 ou encore SN 74783 repéré IC_{02} sur notre schéma. Ce circuit complexe, fabriqué par Motorola, se charge automatiquement et sans aucun composant externe du multiplexage d'adresse des RAM dynamiques, de leur rafraîchissement, et de plus, il génère l'horloge du 6809E. Sa mise en œuvre est très simple comme vous pouvez le constater sur la figure 2 ; il se relie en effet directement aux RAM et au 6809E grâce à des lignes adéquates.

Outre les fonctions présentées rapidement ci-avant, le SAM résoud un autre problème important : celui des conflits entre accès mémoire par le 6809 et rafraîchissement de la mémoire. En effet, la RAM dynamique doit être rafraîchie périodiquement, mais le 6809 peut accéder à la RAM à n'importe quel moment ; il risque donc d'y avoir conflit d'accès dans certains cas. Le SAM règle ce genre de problème en rafraîchissant la mémoire pendant les états bas de l'horloge E puisque nous avons vu, sur les chronogrammes des figures 3 et 4, que les accès mémoire proprement dits (c'est-à-dire les moments où ont réellement lieu les transferts de données) étaient situés pendant l'état haut de l'horloge E.

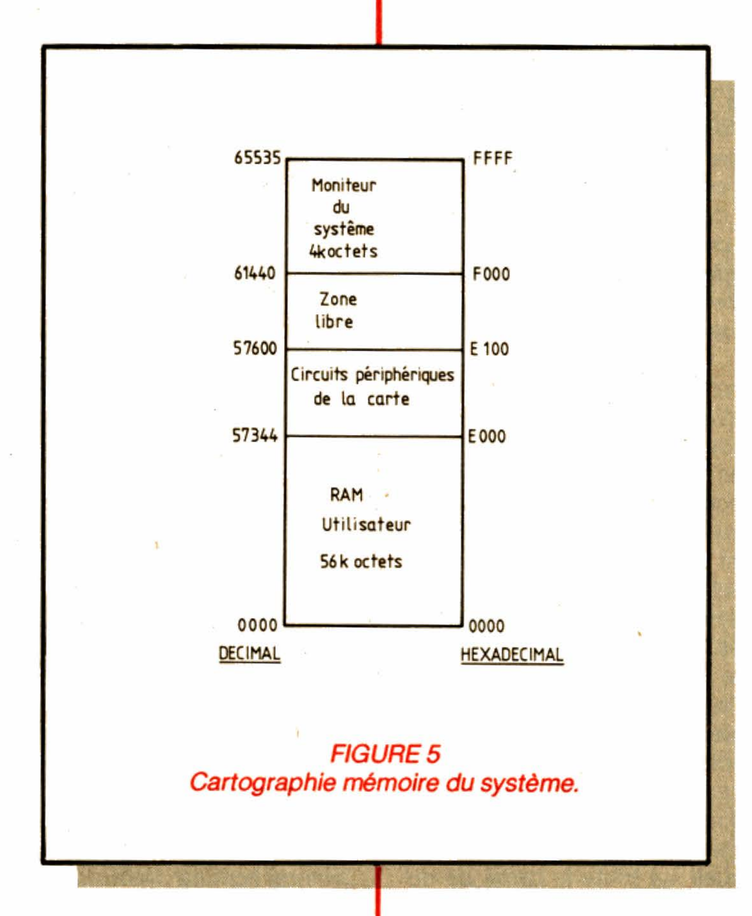


FIGURE 5
Cartographie mémoire du système.

Vous remarquerez que la patte VCLK du SAM est reliée à la circuiterie de Reset complexe évoquée ci-avant. La raison en est simple : lors de la première mise sous tension, le SAM, comme beaucoup d'autres circuits logiques, a besoin d'être initialisé. Lors des Reset ultérieurs, par contre, il ne faut pas qu'il soit initialisé car cela influerait sur le rafraîchissement des RAM dynamiques et détruirait leur contenu, ce qui est innacceptable. C'est la raison

d'être de l'ensemble de diodes, résistances et condensateurs que l'on trouve autour de D_1, D_2, D_3.

Une dernière remarque est à faire à propos de ce sous-ensemble et concerne la porte OU 7432 IC_{30}. Elle permet, lorsque la circuiterie de décodage d'adresse lui en donne l'ordre, de bloquer l'accès aux RAM en interdisant la validation du signal CAS. La raison d'être de cela est logique ; en effet, le 6809 ne peut adresser que 64 Ko de mémoire, or les RAM occupent déjà à elles seules ces 64 Ko. Il ne reste donc plus rien pour la mémoire morte et les boîtiers périphériques. Pour ce faire, on bloque l'accès aux RAM sur les 8 derniers K d'adresses, c'est-à-dire de E000 à FFFF, afin de disposer d'un peu de place pour la ROM du moniteur et les circuits périphériques. Ce blocage est fait par la circuiterie de décodage d'adresse que nous allons étudier maintenant.

Le décodage d'adresse

Le décodage d'adresse est une des parties essentielles d'un micro-ordinateur ; en effet, c'est le circuit qui fixe les adresses des divers éléments constitutifs du système : RAM, ROM et circuits périphériques. Dans notre micro-ordinateur, il permet d'établir la cartographie mémoire (ou memory map si vous préférez l'appellation américaine) représentée figure 5. La zone dite libre, sur cette figure, correspond à l'implantation autonome présentée dans notre numéro de mars. Si le micro-ordinateur est utilisé avec un terminal externe, cette zone peut être utilisée pour une carte d'interface spécifique à vos besoins.

Le décodage fait appel aux circuits IC_{17}, IC_{23}, IC_{24}, IC_{25} et IC_{31}. Pour en comprendre le principe, il faut noter que tous les circuits et mémoires du système disposent d'une ligne de validation active au niveau bas (ligne baptisée $\overline{CS}$ sur tous les circuits). La circuiterie de décodage va donc devoir générer un signal logique au niveau bas pour chaque circuit concerné et en conformité avec les adresses indiquées figure 5. C'est là chose très facile grâce à IC_{17} qui est un 74138 dont la table de vérité vous est indiquée figure 6.

Pour que ce circuit soit validé il faut que ses entrées $\overline{E_1}$ et $\overline{E_2}$ soient au niveau bas et que E_3 soit au niveau haut. Compte tenu des portes qui y sont connectées, cela se produit pour la combinaison de signaux suivante : A_{15}, A_{14} et A_{13} au niveau haut, A_8, A_9, A_{10}, A_{11} et A_{12} au niveau bas et enfin E ou Q au niveau haut. Cette dernière condition est logique puisque nous avons vu en figures 3 et 4 que les adresses étaient stables pendant que E ou Q était au niveau haut. Quant aux lignes d'adresses, la combinaison indiquée conduit à valider le 74138 de E000 à E0FF, ce qui est justement la zone d'adressage des circuits périphériques.

Les lignes d'adresses A_2, A_3 et A_4 reliées à A, B et C du 74138 réalisent ensuite la sélection des divers périphériques au sein de cette zone compte tenu de la table de vérité de la figure 6, cela ne présente pas de difficulté.

Compte tenu des connexions de IC_{23} et de IC_{31}, la PROM 2732 qui contient le moniteur du système est validée lorsque A_{15}, A_{14} et A_{13} sont au niveau haut ainsi que A_{12} et E ou Q. Cela signifie donc que cette PROM est adressée de F000 à FFFF, ce qui est bien ce que nous souhaitions.

Enfin, par le jeu de IC_{30} dont nous avons parlé dans le précédent paragraphe, les RAM sont dévalidées lorsque A_{15}, A_{14} et A_{13} sont au niveau haut, c'est-à-dire de E000 à FFFF, c'est-à-dire encore lors de l'adressage des périphériques et de la PROM du moniteur.

La PROM moniteur

Il s'agit d'une mémoire effaçable aux rayons ultraviolets et programmable électriquement de 4 Ko type 2732 ou 2532.

Elle est repérée IC_{04} sur le schéma de la figure 2. Son mode de connexion est fort simple puisque ses lignes d'adresses et ses lignes de données sont reliées directement aux lignes de même nom issues de 6809. La patte $\overline{CS}$ de cette mémoire est reliée à la circuiterie de décodage d'adresse comme expliqué ci-avant.

Le strap S_{12} visible au niveau des pattes A_{11} et $\overline{OE}$ barre permet d'adapter la carte pour les mémoires 2732 ou 2532 dont le brochage diffère en cet endroit.

Conclusion provisoire

Afin de ne pas accaparer trop de pages de ce numéro, nous en resterons là pour cette description détaillée du schéma, que nous poursuivrons et terminerons le mois prochain ; nous aborderons ensuite la phase pratique avec la réalisation de cette carte.

C. TAVERNIER

$\overline{E_1}$	$\overline{E_2}$	E_3	A	B	C	Y_0	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	Y_7
1						1	1	1	1	1	1	1	1
	1					1	1	1	1	1	1	1	1
		0				1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

FIGURE 6. – Table de vérité du 74138.

GAUCHE-DROITE PAR DUREE D'IMPULSIONS

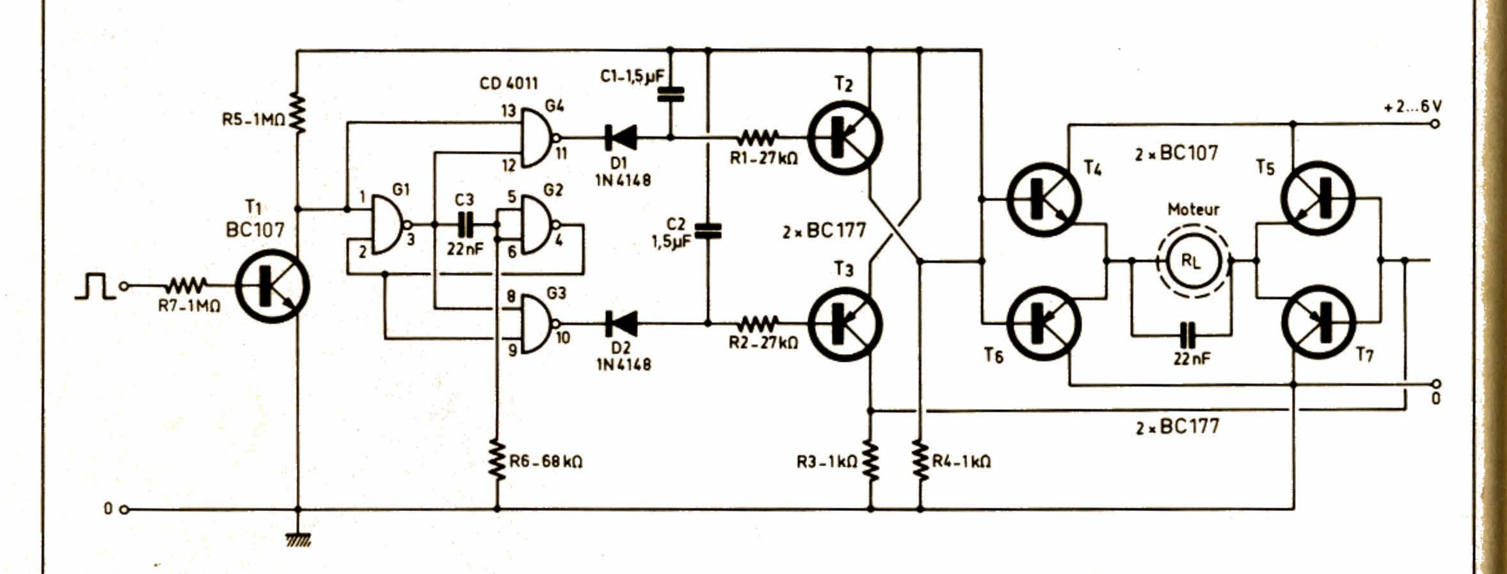
C'est notamment en matière de télécommande qu'on peut avoir besoin d'une commande du sens de rotation d'un moteur. Pour cela, on utilise un inverseur de polarité dont l'état est conditionné par un signal de commande.

Le montage proposé délivre un premier état de polarité pour des impulsions d'entrée dont la durée est de 1 ms environ. En doublant cette durée, on obtient l'autre état de polarité.

Les durées mentionnées sont déterminées par un monostable qui se compose des portes G_1 et G_2 ainsi que des composants C_3 et R_6. On peut donc modifier ces durées en jouant sur la valeur des deux composants.

Par les portes G_3 et G_4, on compare la durée du signal d'entrée avec la durée de l'impulsion du monostable, lequel se trouve déclenché par le front montant de ce même signal. La sortie de G_3 passe ainsi à « 0 » (d'où activation de T_2) quand la durée du signal entrée est supérieure à celle de l'impulsion du monostable, et, dans le cas contraire, c'est la sortie de G_4 qui passe à « 0 » (d'où activation de T_3). Les composants D_1, D_2, C_1, C_2 constituent des mémoires analogiques et maintiennent une intensité de commande suffisante, pour 100 mA en sortie, encore pendant 30 ms après la fin d'une impulsion de commande. Quand le signal d'entrée cesse pendant une durée supérieure, le moteur n'est plus alimenté.

En plus du circuit mentionné, les auteurs ont mis au point une commande de relais ainsi qu'une commande analogique, basées sur un accouplement mécanique entre un potentiomètre (remplaçant R_6) et un démultiplicateur que le moteur entraîne. L'article original contient également le plan d'implantation du montage.

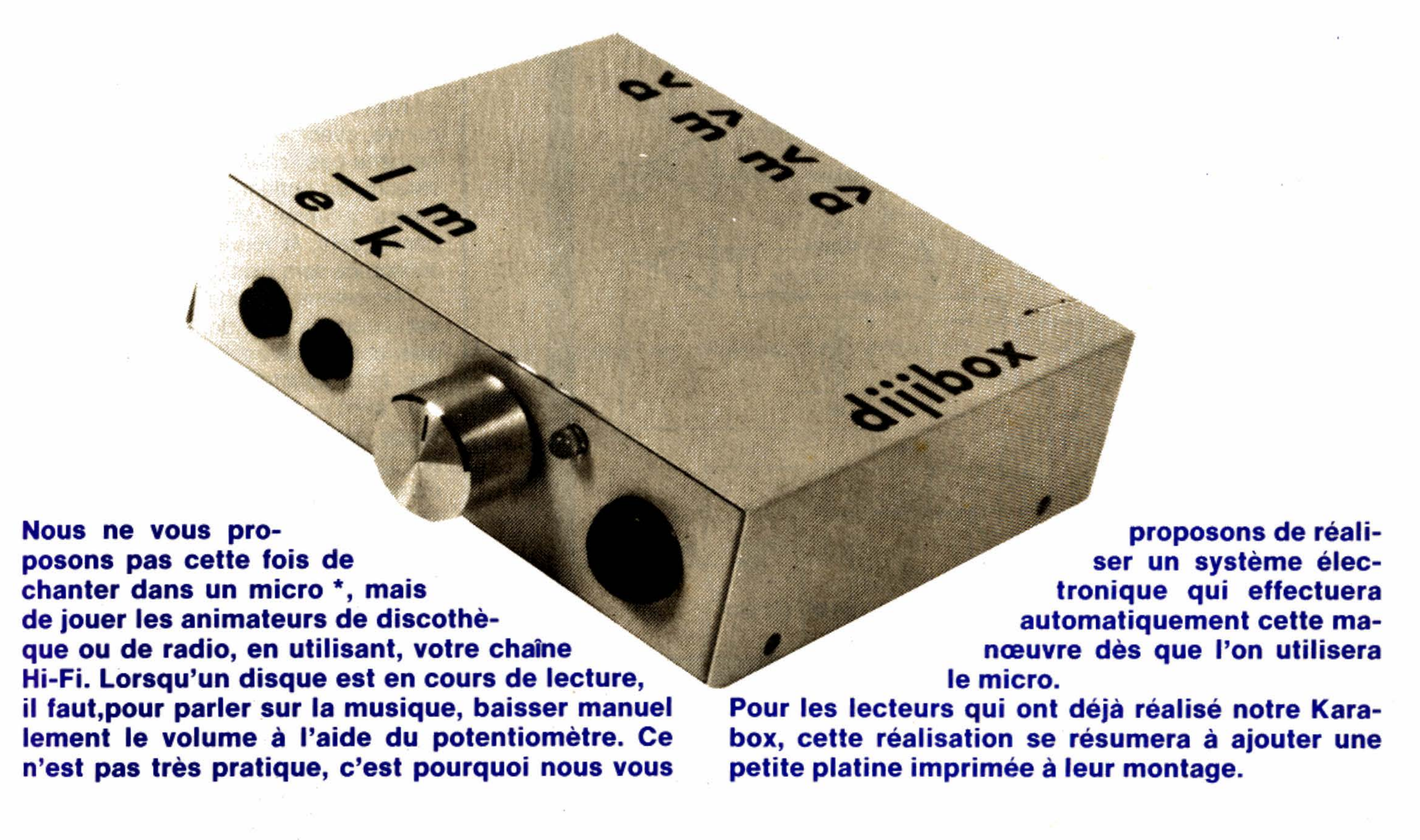


Liste des composants

T_1, T_4, T_5 : BC 107 (ou BC 108, BC 237, BC 238)
T_2, T_3, T_6, T_7 : BC 177 (ou BC 307, BC 308)
D_1, D_2 : 1 N4148
G_1, G_4 : CD 4011
C_1, C_2 : 1,5 µF, 10 V (tantale)
C_3 : 22 nF
R_1, R_2 : 27 kΩ
R_3, R_4 : 1 kΩ
R_5, R_7 : 1 MΩ
R_6 : 68 kΩ

(H. Schmitz et A. Hoepfner, Populäre Elektronik, Würzburg, n° 5, mai 1982, page 21.)

REALISEZ UN DIJIBOX



Nous ne vous proposons pas cette fois de chanter dans un micro *, mais de jouer les animateurs de discothèque ou de radio, en utilisant, votre chaîne Hi-Fi. Lorsqu'un disque est en cours de lecture, il faut,pour parler sur la musique, baisser manuellement le volume à l'aide du potentiomètre. Ce n'est pas très pratique, c'est pourquoi nous vous proposons de réaliser un système électronique qui effectuera automatiquement cette manœuvre dès que l'on utilisera le micro.

Pour les lecteurs qui ont déjà réalisé notre Karabox, cette réalisation se résumera à ajouter une petite platine imprimée à leur montage.

Signalons à ceux qui ont remarqué ce montage, que son rôle ne se limite pas à celui de machine à chanter. En effet, il peut accueillir des signaux de tout niveau comme ceux provenant d'un autre magnétophone, d'un mélangeur de discothèque, d'un instrument de musique électronique ou électrique. On peut l'utiliser pour se composer des cassettes et y inscrire un commentaire, bref chaque fois qu'une chaîne Hi-Fi ne possède pas de micro ; vous pourrez lui ajouter cette boîte presque magique...

Nous avons donc conservé les possibilités d'interconnexion du Karabox avec une chaîne Hi-Fi ; les prises d'entrée et de sortie « magnétophone » de l'amplificateur se branchent sur les prises correspondantes de la boîte, le magnétophone venant sur des prises de remplacement installées, elles aussi, en façade.

La musique de votre chaîne Hi-Fi se retrouve donc à l'entrée « magnétophone » de votre amplificateur, avec, en superposition, le son du micro. L'adaptateur style Karabox, ou entrée micro sur l'amplificateur, se contente de mélanger le signal du micro et celui de la source.

Dans le contexte D-J (Disc-Jockey si vous préférez), nous avons conservé la fonction de mélange de la Karabox et ajouté un atténuateur stéréophonique pour la musique. Cet atténuateur est commandé par le micro et on règle sa sensibilité de déclenchement, en taux d'atténuation de la musique, et aussi en temps de retour de cette dernière. Nous avons utilisé un atténuateur linéaire n'entraînant pas d'augmentation du taux de distorsion du signal audio d'origine, ce qui n'est pas vrai pour les atténuateurs automatiques que nous connaissons.

La figure 1 représente le schéma synoptique du Dijibox, vous reconnaissez celui du Karabox auquel nous avons ajouté la partie compression de la musique.

Donc, le signal venu du micro va être amplifié dans le premier étage ; la sortie de cet amplificateur va, d'une part, attaquer le mélangeur et, d'autre part, passer dans un autre amplificateur à sensibilité réglable. A la sortie de cet amplificateur, le signal va traverser une diode de redressement et charger un condensateur. En parallèle sur ce dernier se trouve une résistance variable à travers laquelle le condensateur va se décharger plus ou moins rapidement, elle permet d'ajuster le temps de rétablissement du niveau original de la muqique, que l'on appelle encore temps de retour.

Après ce redresseur, on trouve un amplificateur puis une diode électroluminescente placée devant une photorésistance double, l'ensemble forme un « photoatténuateur ». Cet atténuateur

** Voir notre numéro 1713, page 151, dans lequel était décrit le Karabox, accessoire qui permettait de transformer une chaîne Hi-Fi en Karabox ou machine à chanter.*

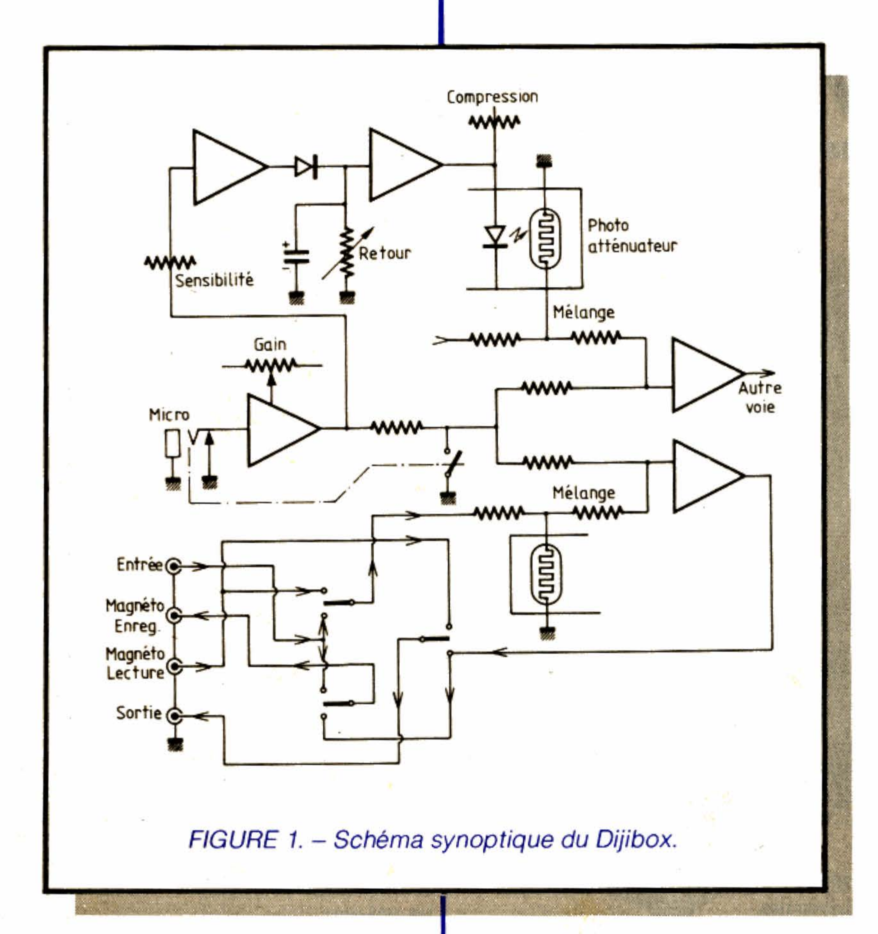


FIGURE 1. – Schéma synoptique du Dijibox.

met à la masse le signal musical et abaisse son niveau, permettant ainsi à la parole de se faire entendre.

Schéma de principe

Nous avons ici deux schémas : le premier, figure 2, concerne la partie commande de l'atténuation, et le second, figure 3, les modifications apportées au schéma de base du Karabox.

Le signal venant du préamplificateur traverse un condensateur de 47 nF formant, avec le potentiomètre et le circuit d'entrée, un filtre passe-haut qui coupe aux environs de 300 Hz. Le second condensateur de 47 nF joue le même rôle. Nous avons doté l'amplificateur d'un gain relativement important qui permet de jouer sur la sensibilité et de travailler à partir d'un faible niveau (micro). Le circuit intégré utilisé ici est un 741, un circuit que l'on pourra trouver partout. Réjouissez-vous, car pour la photorésistance, ce n'est pas pareil : il s'agit d'un composant un peu spécial, mais nous vous donnerons les coordonnées du fabricant qui vous le vendra directement.

La diode va donc permettre de charger le condensateur de 22 µF dans un temps assez bref, déterminé par la valeur de la résistance interne du circuit intégré et de la diode. La tension de base va augmenter et commander le passage du courant dans les diodes D_2 et D_3. En l'absence de courant, c'est la diode D_4 qui s'allume en rouge ; lorsque l'atténuateur est commandé, c'est D_3, la verte. Comme nous utilisons une diode bicolore (c'est joli, de plus il n'y a qu'un seul trou à percer), elle changera de couleur au moment de l'atténuation. En l'absence d'un signal audio, la couleur rouge signalera que le montage est bien sous tension.

Ce système de diode peut vous paraître un peu complexe, il évite, en fait, de faire passer le courant de la diode du photoatténuateur dans la masse du montage. Si vous vous reportez à la description du Karabox, vous constaterez que cette masse est due à un circuit intégré. On évitera ainsi de le faire chauffer par le courant des diodes.

Pour ajuster le temps de retour du gain nominal, nous avons deux résistances en série, une fixe et une variable, pas question de court-circuiter le condensateur... On comprend pourquoi.

Le réglage d'efficacité ou du taux de compression se fait en shuntant la diode D_2 par un potentiomètre de 1 000 Ω. Potentiomètre en court-circuit, la diode ne s'allume pas et aucune compression ne se produit. Par contre, avec sa résistance de 1 000 Ω, il ne gêne pas l'allumage. Entre ces deux valeurs, on obtient un allumage plus ou moins intense de la diode et, par conséquent, la résistance de la photorésistance sera plus ou moins élevée.

Rappelons qu'une photorésistance est un composant dont la valeur ohmique change avec l'éclairement : sous une forte luminosité, sa valeur est faible ; avec un faible éclairement, la résistance est importante. Ce composant est bidirectionnel, autrement dit, son comportement ne change pas avec la polarité du courant qui la traverse. Petit détail complémentaire : il répond plus vite à un abaissement de la valeur de la résistance qu'à une augmentation, autrement dit, au passage au noir, la résistance met « un certain temps » à reprendre sa valeur d'obscurité.

Dans le cas qui nous concerne, cette caractéristique augmente le temps de retour au gain normal mais dans de très faibles proportions. La figure 3 donne les modifications apportées au schéma d'origine du Karabox.

Nous avons conservé ici les références des composants, on veillera par conséquent à ne pas se tromper de figure.

Nous retrouvons, non sans un certain plaisir, le préamplificateur à gain variable avec la possibilité de couper le signal par l'interrupteur de la prise jack.

Pour permettre au montage de travailler correctement avec ces photorésistances, nous avons dû augmenter la valeur de toutes les résistances des mélangeurs stéréophoniques. Nous retrouvons ici R_5 et R_7 qui ont également changé de valeur pour conserver le gain d'origine (gain unité). R_6 se dédouble en deux résistances de 47 kΩ que l'on met en série, le point milieu étant relié à la photorésistance. Les circuits de sortie et de commutation, non représentés ici, sont inchangés.

Avec les nouvelles valeurs des résistances, l'atténuation de la musique atteint une valeur supérieure à 20 dB. En fait, elle dépend de l'intensité fournie

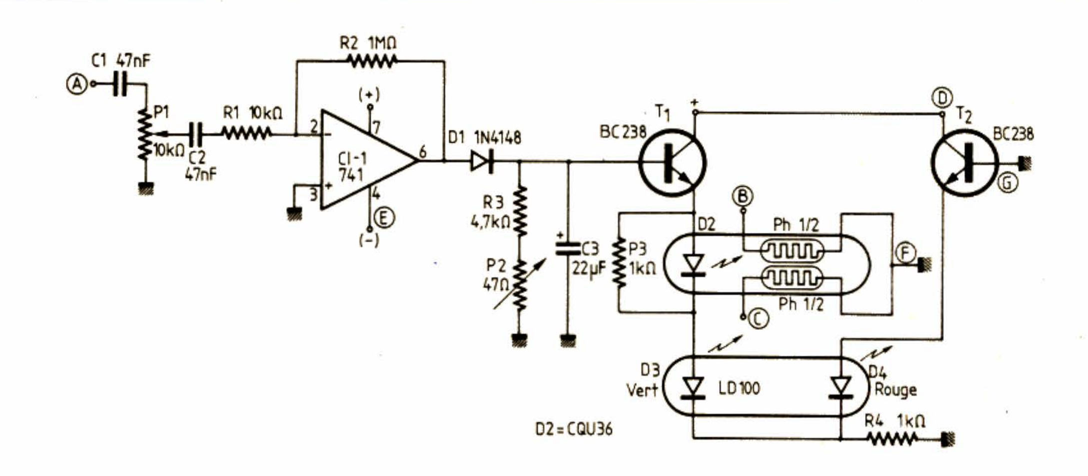


FIGURE 2. – Circuit de compression de musique, pour adaptation du Karabox en Dijibox.

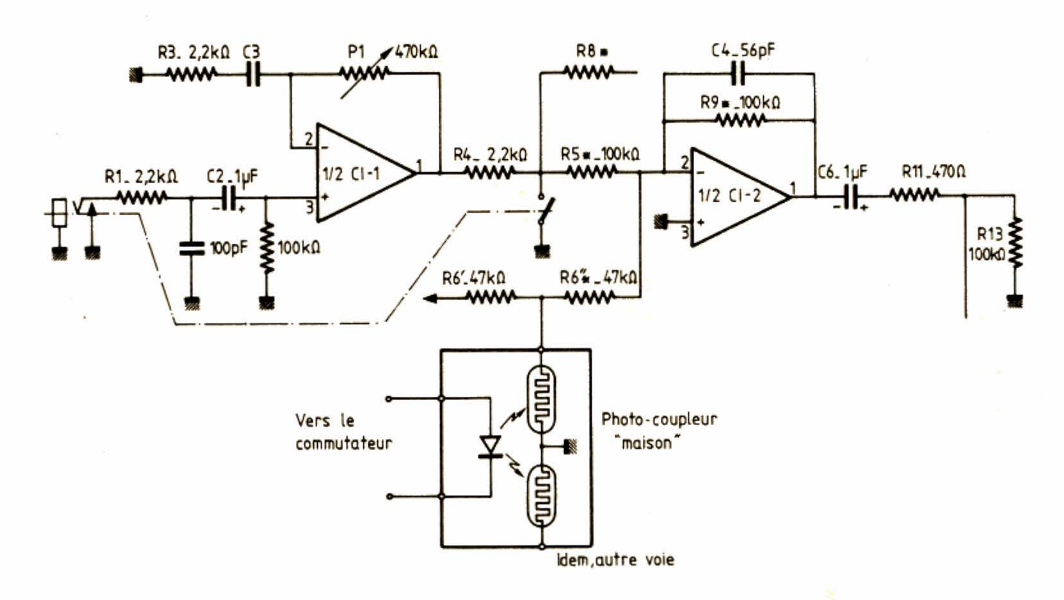


FIGURE 3. – Modification des composants du Karabox pour sa transformation en Dijibox.

par la diode électroluminescente, les diodes récentes étant plus lumineuses que les anciennes, on leur donnera la préférence.

Réalisation

Bien sûr, nous avons reculé devant la confection d'un nouveau circuit imprimé que vous pourrez très bien réaliser vous-même, en partant de celui que nous vous avions proposé. Nous avons donc étudié un petit module qui vient se placer au-dessus de l'électronique du Karabox. Tous les réglages du montage sont obtenus à partir de potentiomètres ajustables placés sur le circuit imprimé. Nous n'avons pas voulu modifier la façade, mais rien ne vous empêche de le faire, soit en ne donnant accès qu'à un réglage, soit en en installant deux ou trois, quitte à augmenter la taille de la façade. Vous pourrez aussi percer des trous sur le dessus du coffret pour donner accès aux fentes des potentiomètres ajustables.

Notre circuit imprimé (figure 4), est donc assez petit. Bien que les composants soient disposés à plat, nous l'avons installé sur notre première version, ce qui n'avait pas été prévu à l'origine. En réalité, nous avions effectivement pensé installer un système de ce type dans le Karabox d'origine, mais nous avions reculé devant une augmentation de la complexité de la réalisation.

La figure 4 donne le schéma du circuit imprimé. L'implantation étant représentée sur la figure 5.

Le photocoupleur est la seule partie délicate du montage.

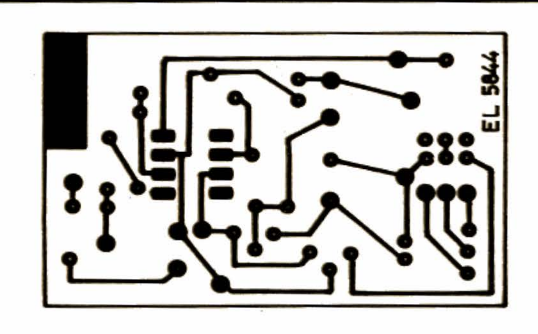


FIGURE 4. – Circuit imprimé, à l'échelle 1, du Dijibox.

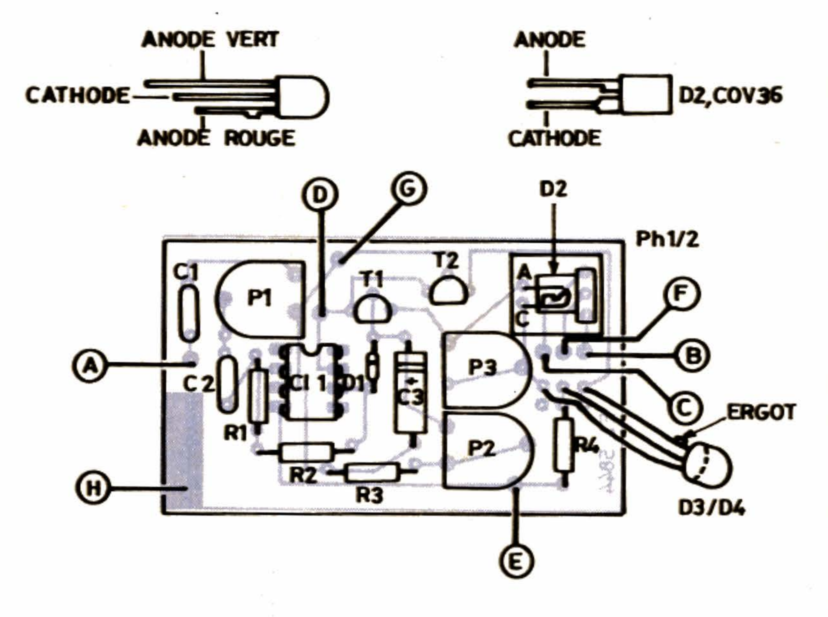


FIGURE 5. – Implantation des composants.

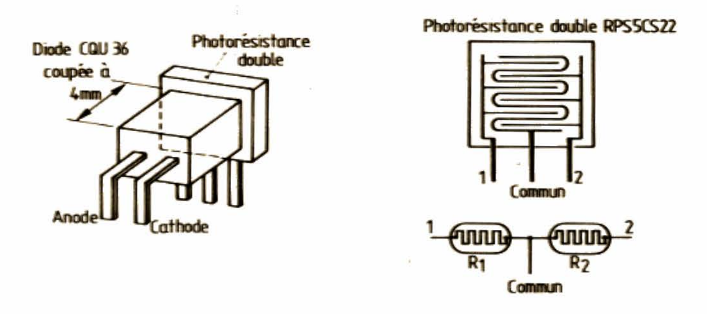


FIGURE 6. – Principe du photocoupleur. L'ensemble est installé sous un capot étanche à la lumière.

Il est constitué d'une photorésistance double, de Ségor Optoélectronique, l'une des rares firmes spécialisées dans ce type de produit. Cette photorésistance rassemble deux photorésistances imbriquées l'une dans l'autre, ce qui permet d'obtenir une variation identique pour les deux éléments. Cette photorésistance se présente comme une petite plaquette à trois électrodes. Au centre, une électrode commune sera reliée à la masse, de part et d'autre se retrouvent les deux éléments à résistance variable.

La configuration de cette photorésistance permet de placer devant une diode électroluminescente rectangulaire dont nous avons enlevé, à la pince coupante, une partie diffusante afin de rapprocher la puce de la photorésistance. La matière plastique sert de guide de lumière et permet de concentrer la lumière sur la surface sensible de la double photorésistance (figure 6).

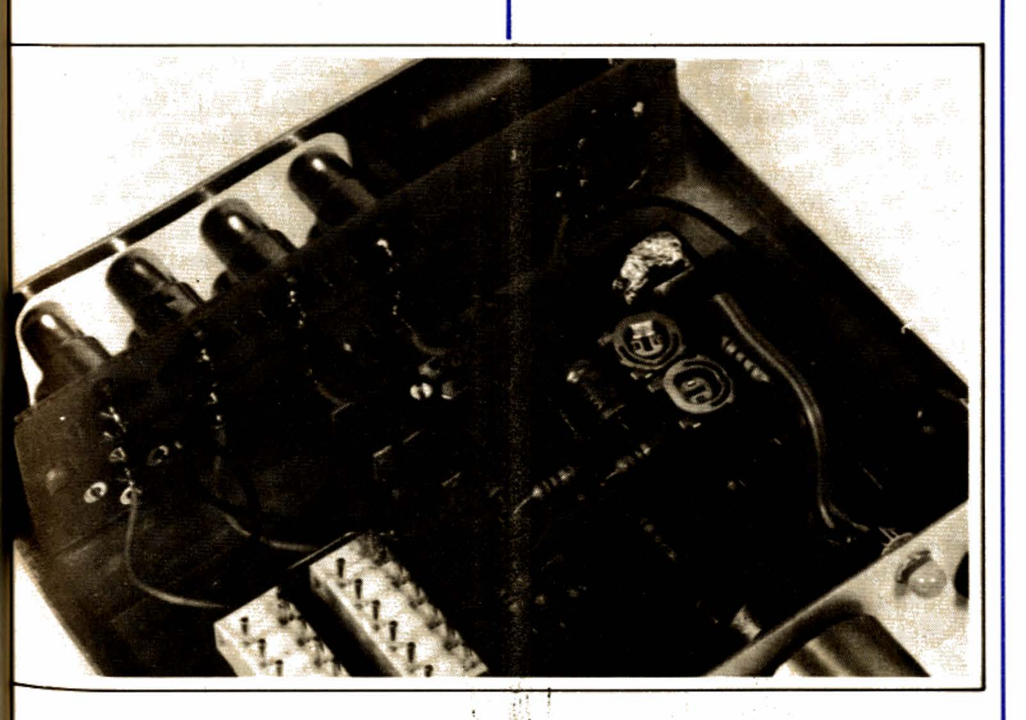
Une photorésistance est bien entendu sensible à la lumière, non seulement à celle de la diode mais aussi à celle, ambiante, qui risque de passer par les ouvertures de la boîte. On aura donc intérêt à fabriquer une petite enceinte étanche à la lumière. Nous avons procédé de la façon suivante : nous commençons par coller sur le circuit imprimé un peu de ruban adhésif noir, il évite à la lumière de traverser le circuit imprimé. On soude alors la photorésistance par ses trois pattes de façon à ce qu'elle soit le plus bas possible.

Ensuite, on coupe l'extrémité de la diode électroluminescente et on la plaque contre la photorésistance. Au besoin, on fera un contrôle à l'ohmmètre de la valeur de la résistance et on s'arrangera pour placer la diode de telle sorte que la valeur de la résistance soit la plus basse possible.

Une fois cette opération terminée, on recouvre les parties conductrices de la diode et de la photorésistance avec du ruban adhésif, puis on construit autour de ces deux composants une « tente » de papier d'aluminium qui permettra de récupérer un peu de lumière (pas grand-chose). Ce papier sera fixé avec du ruban adhésif noir qui créera une enceinte suffisamment étanche à la lumière ambiante. Vous pourrez également vous procurer chez Segor Opto un photocoupleur double bien que la réalisation d'un tel photocoupleur ne présente pas de difficulté majeure.

Attention bien sûr au sens de la diode mais, comme nous avons utilisé une diode électroluminescente rouge, on verra tout de suite si elle fonctionne ou pas. Attention tout de même à ne pas trop la faire chauffer, elle pourrait ne pas apprécier.

FIGURE 7. – Modifications de câblage du Karabox (voir notre numéro 1713).



On a ajouté un petit circuit au Karabox ; il assure la compression du microphone. Le photocoupleur est en haut et à droite du C.I. On le reconnaît à son capuchon en aluminium.

Modification du Karabox

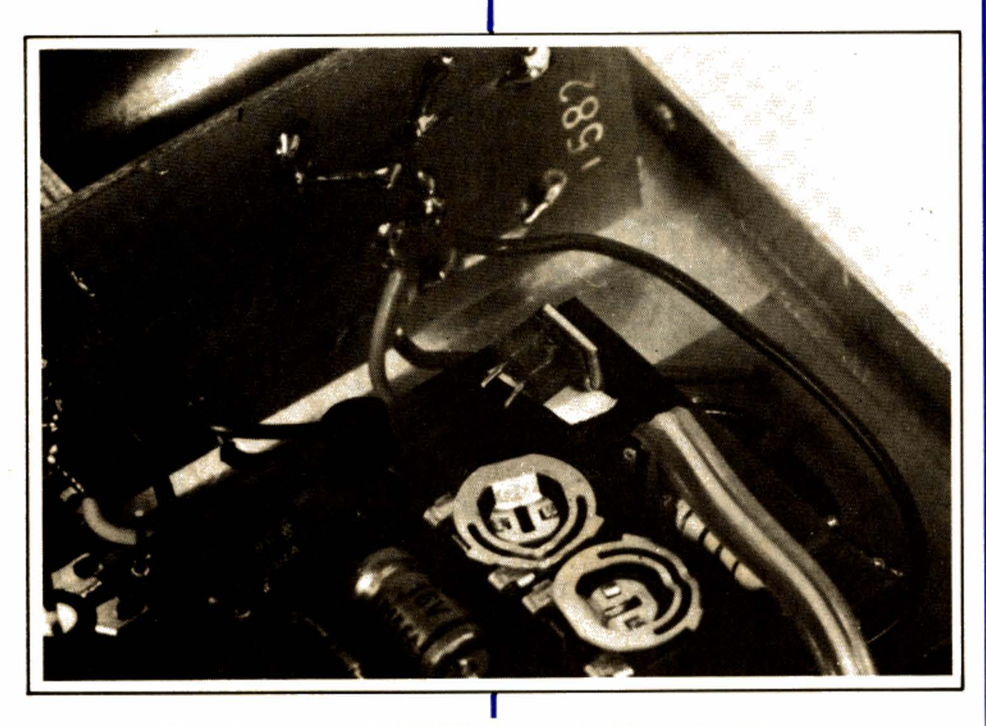
On commencera (figure 7) par enlever les résistances R_6 et R_7 pour les remplacer par deux résistances de 47 kΩ montées en série. Nous avons utilisé des résistances de petite taille réunies bout à bout avec une connexion très courte.

On soudera un petit fil souple de 4 centimètres environ au point commun aux deux résistances.

On remplacera ensuite les résistances R_5, R_8, R_9 et R_{10} par des résistances de 100 kΩ (valeur initiale 22 kΩ).

On prélèvera alors les tensions d'alimentation sur le circuit d'origine par un petit fil rigide pour le –, un fil souple pour le + et le zéro.

Le signal de sortie du préampli micro sera pris par exemple sur les résistances R_5/R_8 (point commun), on pourra également percer un trou à côté de la piste et souder l'extrémité du fil sur cette dernière.



Gros plans sur la diode LED et sur la double photorésistance.

Fixation du circuit

Nous avons fixé le circuit par deux fils rigides, l'un à l'extrémité du circuit sur un plot installé à cet effet sur le CI côté entrée et soudé sur l'une des bornes du commutateur ; l'autre allant vers le – de l'alimentation.

Les connexions à la photorésistance se font par fils souples, on notera qu'il y a un fil séparé pour la masse audio et celle d'alimentation du montage.

La diode pourra être montée en façade, nous avons choisi une diode Siemens ayant une cathode commune, certaines diodes bicolores ayant deux puces câblées tête-bêche et ne présentant alors que deux connexions.

Mise au point

Il n'y a en principe rien d'autre à faire qu'un contrôle du bon fonctionnement du système. Le potentiomètre de sensibilité sera poussé au maximum, celui de retard également, tandis que celui d'efficacité sera en position d'efficacité maximale, autrement dit tous les potentiomètres sont au maxi, tournés à fond dans le sens des aiguilles d'une montre.

Si tout fonctionne, on voit la diode changer de couleur lorsque l'on parle devant le micro, simultanément on entend baisser le niveau de la musique, celui-ci restera atténué quelques secondes avant de revenir à son niveau initial. On pourra alors s'amuser à jouer sur les potentiomètres un par un afin de constater leur bonne efficacité.

En cas de problème, il restera à contrôler le câblage, peut-être aussi avez-vous oublié une soudure (ça nous arrive aussi !), deux fils peuvent aussi se toucher, etc...

Module compresseur

R_1 : Résistance 1/4 W 5 % à couche carbone 10 000 Ω
R_2 : Résistance 1/4 W 5 % à couche carbone 1 MΩ
R_3 : Résistance 1/4 W 5 % à couche carbone 4 700 Ω
R_4 : Résistance 1/4 W 5 % à couche carbone 1 000 Ω
C_1, C_2 : Condensateur 47 nF, MKH ou céramique
C_3 : Condensateur 22 ou 33 μF, 16 V, chimique
D_1 : Diode 1N4148
D_2 : Diode rouge rectangulaire CQV 36 ou équivalent (rouge obligatoire)
D_3, D_4 : Diode bicolore LD 100 Siemens ou deux diodes séparées.
CI_1 : Circuit intégré μA 741
T_1, T_2 : Transistors NPN silicium BC 238 ou autre.
P_1 : Potentiomètre ajustable 10 mm horizontal 10 000 Ω
P_2 : Potentiomètre ajustable 10 mm horizontal 47 000 Ω
P_3 : Potentiomètre ajustable 10 mm horizontal 1 000 Ω
PH 1/2 : Photorésistance double RPS 5C S 22 Segor
Segor Optoélectronique, 7, rue du Cdt-Louis-Bouchet, 94240 L'Hay-les-Roses.
Modification du Karabox (HP 1713)
R'_5, R'_8, R'_9, R'_{10}, passe de 22 kΩ à 100 kΩ
R_6, R_7 deviennent R'_6, R''_6, R'_7, R''_8 : 47 000 Ω

Conclusion

Voilà un montage relativement simple qui vous rendra de grands services pour vos réunions musicales. Si vous voulez encore compliquer ce montage, vous pourrez ajouter un compresseur sur le micro, en utilisant la sortie du 741 et en attaquant un autre photocoupleur dont la photorésistance sera, cette fois, branchée en parallèle sur le potentiomètre de réglage du gain du préampli micro.

Vous pouvez aussi ajouter un correcteur sur la voie micro, ainsi qu'un correcteur de présence (réseau RC en parallèle sur le potentiomètre de gain). Bref ! à vous de travailler avant de prendre le micro.

E. LEMERY

(XI) PRATIQUE DE LA MESURE

L'OSCILLOSCOPE

Nous avons montré, dans les articles précédents, combien la présence de la double base de temps était utile pour certaines observations de signaux difficiles. Nous avons pris alors pour exemples deux signaux typiques de cette difficulté :
– la séquence RC d'un émetteur de radio-commande proportionnelle ;
– le signal Tone-Burst du générateur BF de fonctions.
Ces deux formes d'ondes ayant la particularité d'une répartition irrégulière des fronts qui la composent. Comme l'oscilloscope synchronise sur le premier front qui se présente après la fin du balayage précédent, si c'est le front correct c'est bien, sinon l'oscillogramme devient illisible. C'est ce que nous avons montré dans les articles précédents !
Mais les lecteurs ne disposant pas d'un oscilloscope à double base de temps pourraient se sentir frustrés à la lecture de ces lignes, supposant peut-être qu'il leur sera impossible, dans ce cas, d'observer et de mesurer correctement les signaux en question ! Nous allons les rassurer en leur montrant qu'un peu d'astuce peut pallier l'insuffisance des moyens !
Il est possible de synchroniser les signaux RC et Tone-Burst, à condition de disposer dans le montage générateur d'un signal annexe synchrone du signal à observer.
Dans le cas de la séquence RC, il faut, par exemple, disposer du signal de RAZ du compteur de cette séquence. En effet, le compteur de multiplexage de la lecture des voies explore successivement les voies 1 à 7 (cas d'un codage à 7 voies), puis il est remis à 0 et maintenu dans cet état pendant un temps t_{sy}, pour bien marquer la fin de la séquence (ce qui va permettre un décodage facile à la réception). La figure 1 montre ce signal de RAZ et la séquence qui lui correspond.

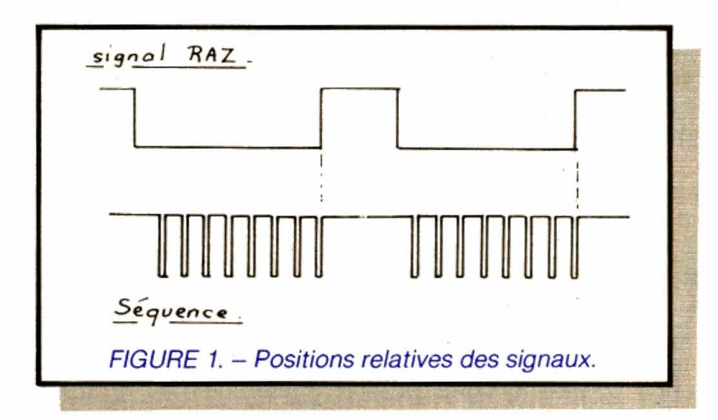


FIGURE 1. – Positions relatives des signaux.

On peut constater que le signal de RAZ possède un seul front montant (ou descendant) par séquence. Une synchronisation de l'oscilloscope sur ce front assure donc l'observateur d'un démarrage parfait de l'oscillogramme, toujours au même point de la séquence.

Deux moyens sont possibles pour mettre ce beau principe en application.

La double trace

Dans ce cas, observer le signal de RAZ avec la voie 1 et la séquence avec la voie 2. C'est ce que nous avons fait pour la photo A.

La synchronisation se fait évidemment sur le signal simple de RAZ. Ici sur le front descendant (Sy–). La vitesse de balayage est de 2 ms/div, donnant une durée totale de 20 ms par balayage complet. Avec cette vitesse, on distingue la séquence entière. La première durée est tronquée, une partie visible en début de balayage et l'autre en fin. Si l'observation de cette première durée est importante, on peut la voir d'un seul tenant en passant en Sy+, ce qui placera le front montant du signal de RAZ en début de balayage et cette première durée, à peu près au milieu de l'oscillogramme.

Bien entendu, le balayage est calibré pour cette observation et la mesure des durées possible :
– *Période RAZ et séquence :* 9 divisions, soit 9 × 2 = 18 ms.
– *Palier haut de RAZ :* 3,6 divisions, soit 3,6 × 2 = 7,2 ms.
– *Palier bas de RAZ :* 5,4 divisions, soit 5,4 × 2 = 10,8 ms.

Par contre, les durées de voies sont difficiles à mesurer avec précision compte tenu de leur largeur relative assez faible, ce qui nous conduit aux

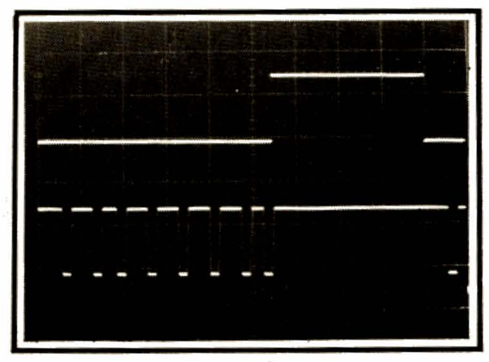


PHOTO A. – Signal RC observé en balayage simple, mais avec déclenchement par le signal de RAZ, envoyé sur la seconde voie verticale. Vitesse 2 ms/div.

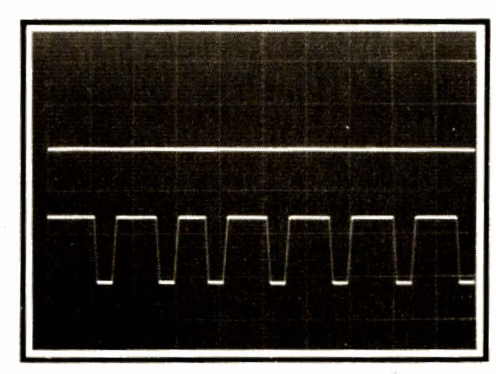


PHOTO B
Mêmes signaux en vitesse 1 ms/div.

oscillogrammes suivants. Nous allons donc passer en 1 ms/div.

Nous obtenons l'oscillogramme B parfaitement clair ! Toujours en Sy–. Nous pouvons même pousser la vitesse à 0,5 ms/div, ce qui donne la photo C.

Pour ces deux clichés, nous ne voyons plus que le début du palier bas du signal de RAZ, le balayage étant trop bref pour une observation entière.

– 10 ms pour B (et 10 ms < 10, 8 ms)
– 5 ms pour C.

Sur le cliché B, nous pouvons observer la première voie tronquée, les voies 2 à 6 complètes et la dernière quelque peu amputée de son impulsion terminale.

En C, nous n'observons plus que la première voie tronquée avec les deux suivantes complètes.

Cela nous fait d'ailleurs toucher du doigt l'insuffisance de la méthode, car dans le cas de l'oscillogramme C, si nous passons en Sy–, amenant le front montant du signal de RAZ en début de balayage, nous verrons « 5 ms de signal » à compter de ce front. Nous n'observerons donc qu'une partie du palier haut de RAZ (il dure 7,2 ms) et une partie du palier haut de t_{sy} de la séquence RC, donc aucune durée de voie.

Les vitesses rapides 1 ms et 0,5 ms/div n'autorisent donc que l'observation correcte des premières durées de voies de la séquence. Rien à voir avec la souplesse de la double base de temps des oscilloscopes plus performants permettant de voir en détail *n'importe quel point de l'oscillogramme.*

La simple trace

Les mêmes observations sont possibles, à condition d'utiliser le mode Synchro Ext. Rappelons que, dans ce cas, le signal de déclenchement n'est plus le signal observé (mode interne), mais un signal quelconque injecté sur la borne « Entrée Sy ext ».

C'est ce qui a été fait pour les oscillogrammes D, E et F, pour lesquels le signal de RAZ a été précisément envoyé vers cette entrée et la séquence sur l'entrée Y normale. Les oscillogrammes obtenus sont en tous points identiques aux précédents.

On remarquera que l'utilisation de l'entrée « Sy ext » présente beaucoup moins de souplesse que celle de la double trace. En effet, l'entrée en question ne possède pas de contrôle de gain. Il faut donc que le signal injecté ait une amplitude comprise dans la fourchette des tensions admissibles. L'impédance d'entrée est souvent inférieure à celles des entrées Y. La commutation Continu-Alternatif n'est pas toujours assurée. La bande passante est bien plus faible. Il est préférable d'utiliser la méthode de la double trace, lorsque cela est possible !

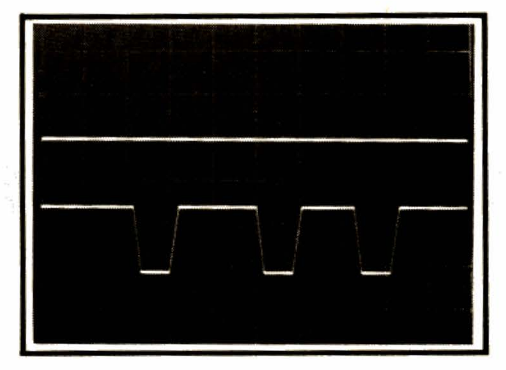


PHOTO C. – Mêmes signaux en vitesse 0,5 ms/div. On ne peut, hélas, observer correctement que les premières voies de la séquence.

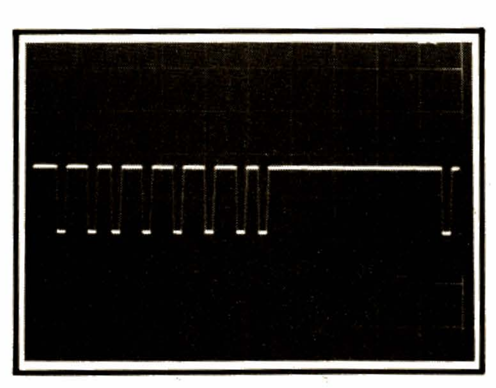


PHOTO D. – Si votre oscilloscope est à simple trace, vous pouvez obtenir cet oscillogramme en envoyant le signal de RAZ sur « Sy Ext ». Vitesse 2 ms/div.

Bien entendu, tout ce qui a été dit pour la séquence RC est vrai pour un signe du type Tone-Burst qui présente les mêmes particularités. Dans ce cas, il est nécessaire de disposer du signal « découpeur » pour obtenir un déclenchement parfait. En effet, les salves sont obtenues en faisant passer le signal normal à travers une porte analogique (voir fig. 2). Si la porte est ouverte (C = 1), alors la sinusoïde passe normalement. Par contre, si la porte est fermée (C = 0), la sortie reste en permanence au potentiel 0. Il est évident qu'un déclenchement parfait peut être assuré par le signal C de commande de porte. Il est donc intéressant de disposer de ce signal, sur la face avant d'un bon générateur de fonctions.

Mais revenons à notre séquence RC qui nous a laissés sur notre faim, puisque nous avons dû conclure à l'impossibilité de la mesure très précise des derniers temps de voies, en cas d'absence de la double base de temps.

En fait, l'impossibilité est apparue dans ce cas, parce que les fronts du signal annexe de déclenchement (signal RAZ) ne se situent pas là où il serait idéal qu'ils soient (revoir la photo A).

Si l'on pouvait déplacer ces fronts par rapport à la séquence, le problème serait résolu. Ce n'est évidemment pas possible pour le signal de RAZ qui contribue au fonctionnement du codeur RC, mais cela pourrait l'être pour un signal généré spécialement, pour les besoins de ce déclenchement !

Supposons, par exemple, que le signal de RAZ soit utilisé pour déclencher un monostable de constante de temps ajustable entre 1 et 25 ms (voir fig. 3.).

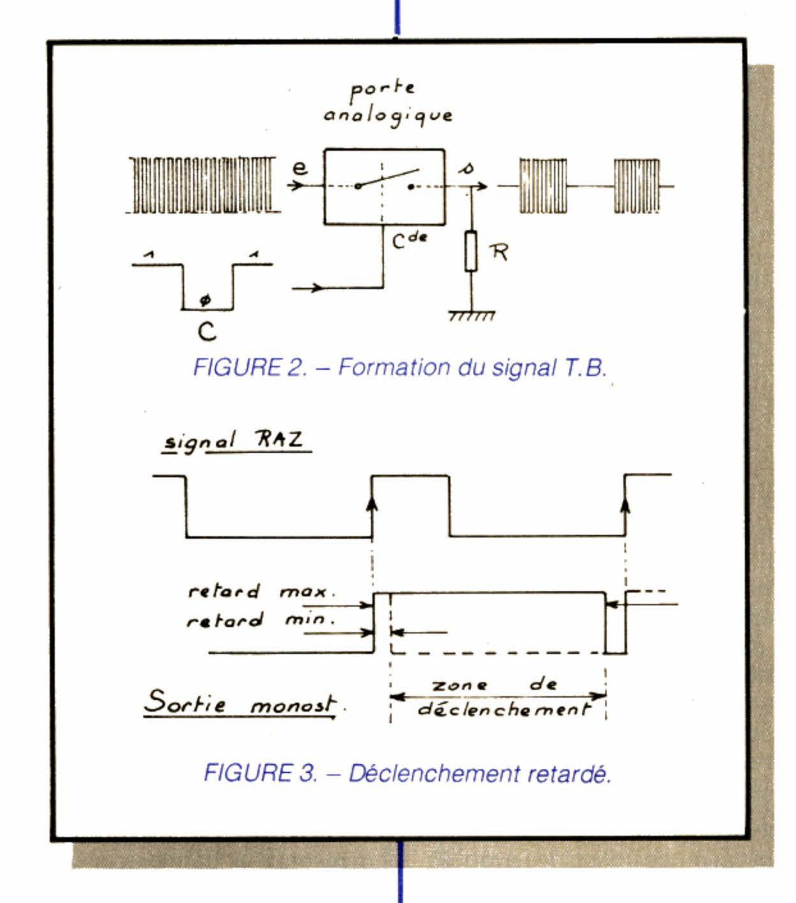


FIGURE 2. – Formation du signal T.B.

FIGURE 3. – Déclenchement retardé.

Le front montant du signal généré coïncide avec celui de RAZ : il n'est donc pas utile. Par contre, le front descendant, par variation de la constante de temps, peut être placé en tout point de la séquence. C'est ce front descendant retardé qui va nous servir au déclenchement de la base de temps de l'oscilloscope. Nous avons ainsi créé un déclenchement retardé du balayage.

Notons d'ailleurs que ce monostable pourrait fort bien se mettre « en boîte », avec des circuits supplémentaires de mise en forme du signal d'attaque, et constituer un accessoire très précieux pour les possesseurs d'un oscilloscope à simple base de temps ! C'est d'ailleurs si vrai que quelques modèles d'oscilloscopes commerciaux incorporent un tel dispositif, permettant ainsi de pallier l'inexistence de la double base de temps ! Cela apparaît dans la liste des caractéristiques sous la syntaxe « Déclenchement retardé ». Bien

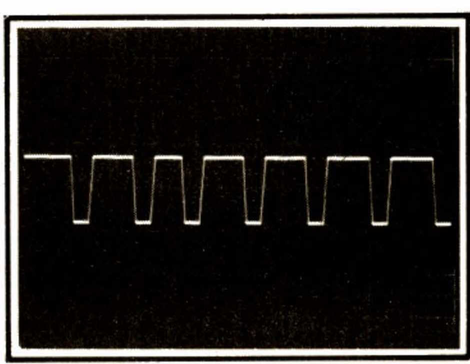


PHOTO E
Mêmes signaux en vitesse 1 ms/div.

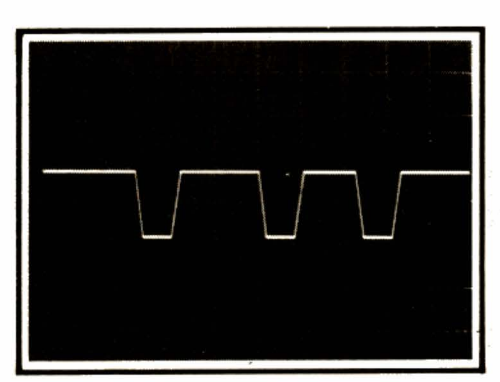


PHOTO F. – Mêmes signaux en vitesse 0,5 ms/div. Les limitations sont les mêmes qu'en mode double trace.

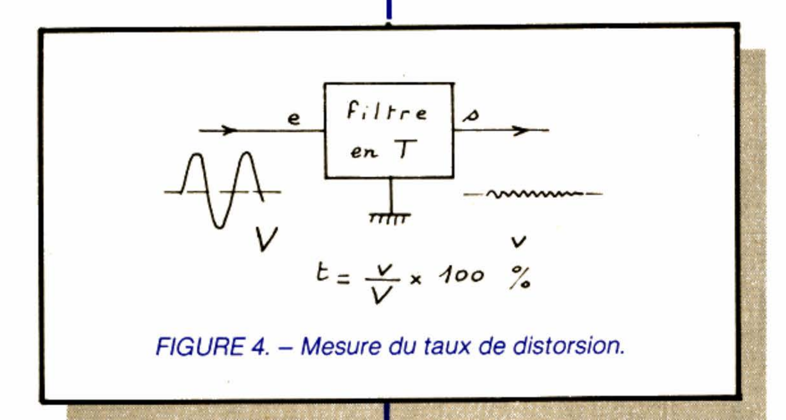


FIGURE 4. – Mesure du taux de distorsion.

sûr, c'est un complément particulièrement intéressant, comme nous venons de le voir. Dans ce cas, comme dans le cas du montage annexe extérieur, le monostable doit disposer d'une large gamme de durées ajustables : de la micro-seconde à la seconde, environ. Si le système est incorporé dans l'oscilloscope, cette commande de durée est faite à l'insu de l'utilisateur, par le sélecteur des vitesses de balayage.

Les photos G et H montrent une autre application des principes évoqués plus haut. Nous y voyons la mesure du taux de distorsion du générateur TBF3, décrit parallèlement dans cette revue. Rappelons le principe de cette mesure.

Un générateur sinusoïdal doit, en principe, fournir une sinusoïde parfaite, c'est-à-dire à distorsion nulle ! Pratiquement, ce n'est pas possible et cette onde possède en plus des composantes déformantes à fréquences multiples de celle de base, dite fondamentale. Ainsi, une sinusoïde de fréquence 1 000 Hz contiendra inévitablement un peu de 2 000 Hz (harmonique 2), de 3 000 Hz (harmonique 3)... Le taux de distorsion caractérise le rapport existant entre ces harmoniques et le signal fondamental. Ainsi, si une sinusoïde d'amplitude 520 mV_{eff} contient 12 mV_{eff} d'harmoniques, ceux-ci représentent un rapport de 12/520 et un pourcentage de 12/520 × 100, soit un rapport de 0,023 et un pourcentage de 2,3 %. C'est le taux de distorsion de ce signal.

Seulement, le drame, c'est que fondamentale et harmoniques sont intimement mélangés ! La solution ? Simple : un filtre élimine complètement la fondamentale. Il reste alors seulement les harmoniques dont on peut mesurer l'amplitude.

G et H illustrent cette mesure se faisant suivant le principe de la figure 4. La sinusoïde traverse le filtre (voir article TBF3) pour la réalisation). Le résidu harmonique est envoyé vers l'oscilloscope.

– Pour G : observation simultanée de la sinusoïde sous test et du résidu. On notera que ce dernier a une amplitude de quelque 10 mV_{cc} (10 mV/div), la sinusoïde faisant 10 V_{cc}. Le déclenchement sur le résidu est difficile à cause de sa forme très aléatoire, de sa fréquence élevée et de sa faible amplitude. C'est donc la sinusoïde qui assure le déclenchement dans ce mode double trace.

– Pour H : observation du résidu seul avec synchro externe par la sinusoïde. C'est la solution à adopter pour les oscilloscopes à simple trace.

Pour ce qui concerne l'oscillogramme I, nous abordons une autre application de l'oscilloscope : la vobulation.

Le principe est le suivant : certains composants ou montages ont un comportement qui varie avec la fréquence. Par exemple, un amplificateur a un gain fonction de la fréquence du signal amplifié. L'amplitude aux bornes d'un circuit accordé dépend de la fréquence.

Il est souvent indispensable d'étudier ce comportement avec précision. Deux méthodes sont possibles.

Le relevé de la courbe de réponse point par point. Le travail se fait « à la main ». Un générateur à fréquence variable et **niveau de sortie constant** alimente l'objet du test. Pour chaque fréquence de calage du générateur, une mesure de la caractéristique étudiée est faite. Un report sur graphique papier est effectuée. Lorsque la gamme des fréquences à tester est explorée, l'ensemble des points donne l'allure de la courbe de réponse. Généralement ces points sont reliés par un trait continu.

La méthode est précise, sûre... mais longue.

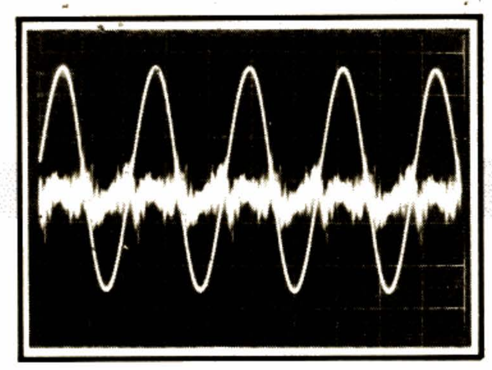


PHOTO G. – Mesure de la distorsion d'une sinusoïde. Déclenchement sur la sinusoïde. Observation du résidu harmonique sur l'autre voie.



PHOTO H. – Avec un simple trace, le résidu harmonique peut être observé de même, en synchronisant sur la sinusoïde, en mode « Sy Ext ».

La vobulation

La fréquence du générateur varie automatiquement et en suivant une loi connue (linéairement par exemple et pour simplifier). Le signal de sortie du montage sous test est envoyé vers l'entrée Y de l'oscilloscope. En même temps, le signal provoquant le glissement de fréquence (on dit la vobulation) provoque également le déplacement X du spot. Ainsi à chaque position x du spot correspond une fréquence. En ce point, l'amplitude Y figure le comportement du montage pour cette fréquence !

Le résultat est bien visible sur la photo I. Il s'agit ici d'un circuit accordé BF, du type LC. (Voir fig. 5). Un tel circuit, comme tous les circuits accordés, possède une fréquence de résonance, donnée par la formule de Thomson :

$F = 1/2\pi\sqrt{LC}$

avec : L en henrys

C en farads

F en hertz

En dehors de cette fréquence critique, l'impédance du circuit LC est faible. Pour la fréquence de résonance, cette impédance tend vers l'infini. En fait, elle vaut alors :

$Z_r = L/RC$

R étant la résistance parasite de l'inductance.

Finalement, le montage de la figure 5 se comporte comme un pont diviseur de la tension fournie par le générateur : R_e côté haut et circuit LC, d'impédance Z, côté bas. La tension développée aux bornes de Z est envoyée vers l'oscilloscope. Elle vaut :

$U = V_g \times Z/(R + Z)$

Si $Z \simeq 0$ (hors résonance),

$U \simeq V_g \times 0/R \simeq 0$.

Si $Z \simeq \infty$ (à la résonance),

$U \simeq V_g \times \infty/\infty \simeq V_g$.

C'est bien ce qui se passe sur la photo I. La fréquence injectée varie linéairement de 2 000 Hz (à gauche) à 20 000 Hz (à droite). L'amplitude de sortie est très faible au départ. Cette amplitude croît ensuite, pour atteindre un maximum pour une valeur de l'ordre de 6 400 Hz, puis elle décroît à nouveau régulièrement. L'oscillogramme montre bien le comportement du circuit LC en fonction de la fréquence et illustre parfaitement le phénomène de la résonance !

En fait, ce qui est appelé courbe de réponse du circuit correspond au contour extérieur de l'oscillogramme I (voir fig. 6). On passe de I à cette courbe en intercalant entre le circuit LC et l'oscilloscope un circuit détecteur, constitué très simplement d'une diode

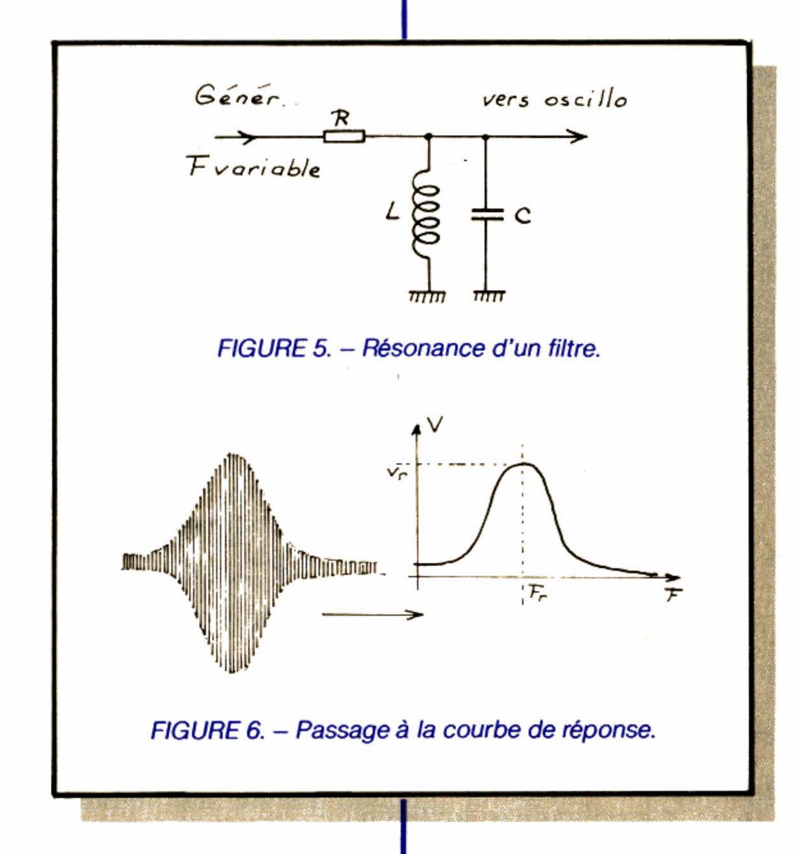


FIGURE 5. – Résonance d'un filtre.

FIGURE 6. – Passage à la courbe de réponse.

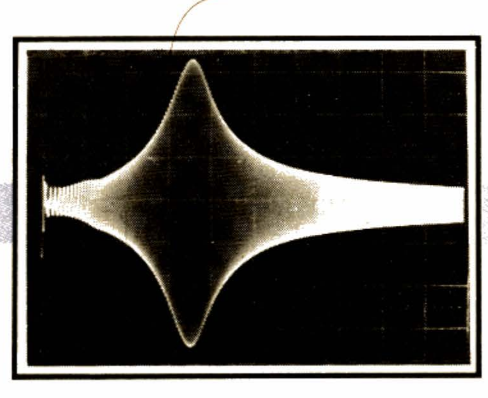


PHOTO I
Utilisation de la vobulation pour étudier la résonance d'un circuit accordé.

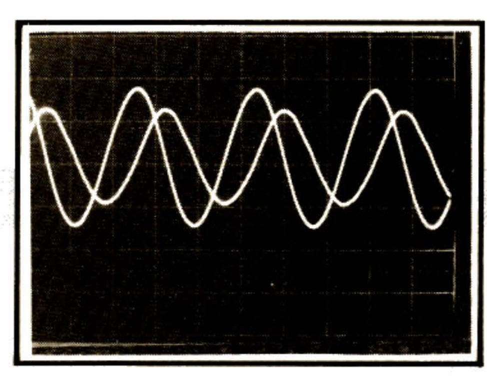


PHOTO J
Mesure des impédances.
Ici la fréquence est trop basse.

et d'un condensateur réservoir (voir fig. 7). La diode charge le condensateur C à la tension de crête positive de chaque alternance du signal de sortie. Une tension continue variable avec l'amplitude de ce signal est ainsi obtenue et permet le tracé de la courbe de la figure 6. Cette méthode est toujours pratiquée pour les vobulateurs HF. Elle l'est moins avec les modèles BF, compte tenu de la difficulté de détection des fréquences basses. On utilise alors simplement l'attaque directe de l'oscilloscope, comme nous l'avons fait ci-dessus.

du circuit LC — D — sortie oscillo — C

FIGURE 7
Détection pour passage à la courbe de réponse.

BF — Y1 — R — masse oscillo — GÉNÉ BF — Z — masse — Y2

FIGURE 8. – Mesure des impédances.

L'oscillogramme I a été obtenu avec un oscillateur à glissement linéaire (fréquence variant linéairement dans le temps), le générateur utilisé étant le TBF1038 de l'auteur de ces lignes. Dans ce cas, il est indiqué d'employer le balayage interne de l'oscilloscope, lequel est aussi linéaire. Il suffit alors d'un top de synchro, généré par le vobulateur, pour déclencher la base de temps et assurer un départ à chaque début de la rampe de vobulation.

Une difficulté qu'il est bon de signaler : une vobulation BF doit être lente. Les circuits BF ayant de fortes constantes de temps, il ne faut pas faire glisser trop vite la fréquence, faute de quoi les amplitudes n'ont pas le temps de s'établir correctement, d'où déformation de la courbe. Le TBF1038 vobule à 8 Hz environ, soit 125 ms par balayage !

Evidemment, à cette vitesse, l'oscillogramme clignote passablement. L'oscilloscope rémanent ou à mémoire commence alors à paraître utile ! Critère de bonne vitesse : l'amplitude à la résonance en mode vobulation doit être juste inférieure à celle obtenue en variant la fréquence à la main !

Mesure des impédances

L'oscilloscope permet une mesure facile et précise des impédances et, de ce fait, des inductances et des capacités. Pour cela il est nécessaire de disposer :

– d'un oscilloscope à double trace ;
– d'un générateur BF sinusoïdal ;
– d'un fréquencemètre numérique, dans la mesure où l'étalonnage du générateur n'est pas d'une précision suffisante.

La méthode exposée ci-dessous s'applique tout particulièrement à la mesure des inductances de valeur assez élevée et qui sont souvent mal connues.

Le principe de la mesure est illustré en figure 8. L'impédance à mesurer (inductance ou condensateur) est placée en série avec une résistance fixe ou variable. L'ensemble est alimenté par un générateur BF sinusoïdal, à fréquence variable et **de masse distincte** de celle de l'oscilloscope.

La masse de cet oscilloscope est reliée au point commun Z et R. L'ampli vertical Y_1 mesure la tension aux bornes de Z et l'ampli Y_2 celle aux bornes de R. Les deux voies ont **la même sensibilité.** (V/div).

Le lecteur sait peut-être que l'impédance d'une bobine ou d'un condensateur dépend de la fréquence :
– Cas de la bobine : $Z = 2\pi FL$
– Cas du condensateur : $Z = 1/2\pi FC$
Z en ohms
F en hertz
L en henrys ou C en farads.

Comme Z et R sont en série, l'intensité qui les traverse est la même. Dans ces conditions, les tensions aux bornes des deux éléments sont égales si :
$Z = R$

Connaissant la valeur de R (avec un ohmmètre), on en déduit celle de Z. Puis on reporte la fréquence (fréquencemètre numérique ou cadran du générateur) et cette valeur de Z dans l'une des formules ci-dessus. Un coup de calculatrice et l'on obtient la valeur de L ou celle de C.

Pour expérimenter cette méthode, nous avons repris l'inductance BF ayant servi aux essais de vobulation et nous l'avons placée en série avec une résistance fixe de 4 760 Ω très exactement (ohmmètre numérique). Puis, les branchements de la figure 8 effectués, nous avons fait varier la fréquence.
– Si cette fréquence est trop faible, l'amplitude aux bornes de Z est plus faible que celle aux bornes de R : $Z < R$ (parce que Z est une inductance L, ce serait le contraire avec un condensateur (voir photo J).
– Si cette fréquence est trop élevée, c'est le contraire avec $Z > R$. Voir photo K.
– Il faut parvenir à l'égalité des deux tensions, comme le montre la photo L, pour laquelle la fréquence donne des

amplitudes égales. On a alors Z = R. Relevons la fréquence au cadran ou au fréquencemètre. Nous avons trouvé 2 675 Hz, lors de notre manipulation. Comme R = 4 760 Ω, on en déduit que Z = 4 760 Ω aussi ! D'où :

$Z = 2\pi FL$

soit :

$L = Z/2\pi F$

$L = 4\,760/2 \times 3{,}14 \times 2\,765$

$L = 4\,760/16\,807$

$L \simeq 0{,}28$ H ou 280 mH

Conclusion

La bobine sous test mesure donc 280 mH à la fréquence de 2 765 Hz. A titre indicatif, la même bobine mesure 298 mH à 5 000 Hz et 316 mH à 500 Hz !

En matière de vérification, nous avons replacé l'inductance en question dans le montage de la figure 5, avec C = 5 100 pF, et mesuré avec précision la fréquence de résonance du circuit obtenu. Nous avons trouvé F = 4 168 Hz.

Or, l'application de la formule de Thomson donne :

$F = 1/2\pi\sqrt{LC}$

$= 1/2 \times 3{,}14\sqrt{0{,}28 \times 5\,100 \,.\, 10^{-12}}$

soit : $F \simeq 4\,210$ Hz, ce qui n'est pas mal du tout !

Nous devons avouer que ces mesures nous ont surpris par leur précision. Le procédé s'avère donc parfaitement valable pour la mesure des impédances. Il ne serait pas stupide de concevoir un appareil de mesure autour de la méthode en question...

La photo L permet d'avoir un ordre d'idée du déphasage existant entre les tensions aux bornes de R et de Z. On peut constater que l'écart entre les signaux est de l'ordre du quart de période. Ce qui correspond donc sensiblement à 360°/4 = 90°.

Rappelons que la théorie nous indique justement un déphasage de 90° entre les tensions en question. Le résultat de nos essais est donc tout à fait satisfaisant, compte tenu des très faibles moyens mis en œuvre.

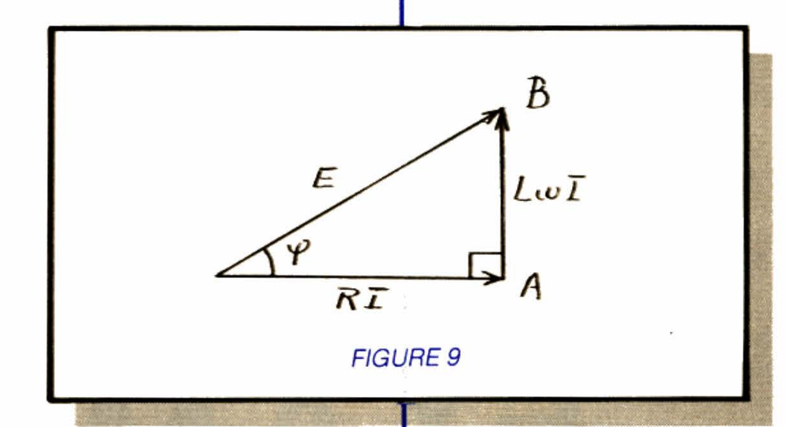


FIGURE 9

La figure 9 remet d'ailleurs les choses en mémoire. Le vecteur OA représente la tension aux bornes de R, en phase avec l'intensité I. Le vecteur AB représente la tension aux bornes de L. Il est perpendiculaire à OA. La somme vectorielle $\overrightarrow{OA} + \overrightarrow{AB} = \overrightarrow{OB}$ représente la tension appliquée à l'ensemble. L'angle $\widehat{BOA}$ représentant le déphasage entre la tension E du générateur et l'intensité I du courant. La figure donne :

$\text{tg}\,\widehat{BOA} = AB/OA = L\omega I/RI = L\omega/R$

ω étant la pulsation :

$\omega = 2\pi F$

Dans notre cas, cela donne :

$\text{tg}\,\widehat{BOA} = 0{,}28 \times 2 \times 3{,}14 \times 2\,765/4\,760$

$\text{tg}\,\widehat{BOA} \simeq 1{,}02$

On tire :

$\widehat{BOA} \simeq 45{,}6°$

Nous avons voulu mesurer ce déphasage à l'oscilloscope.

Nous avons obtenu un déphasage de 3,7 subdivisions pour une période de 6 divisions, soit 30 subdivisions. D'où un déphasage de :

$360° \times 3{,}7/30 \simeq 44{,}4°$

Et nous jurons que ces chiffres ne sont pas trafiqués !

Si vous possédez un bon oscilloscope, un bon générateur BF et un fréquencemètre, nous vous conseillons vivement de faire de semblables mesures. Vous serez peut-être alors aussi étonné que nous de la qualité des résultats obtenus. Quant à ceux qui n'ont pas encore ces appareils de mesure, nous espérons que la lecture de ces lignes les incitera à les acquérir ou, pourquoi pas..., à les fabriquer !

F. THOBOIS

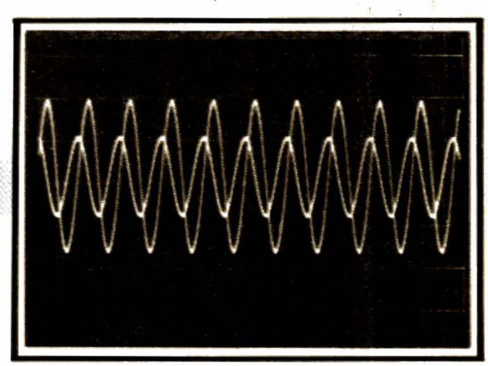


PHOTO K. – La tension aux bornes de Z (une inductance) est trop grande : la fréquence est trop élevée.

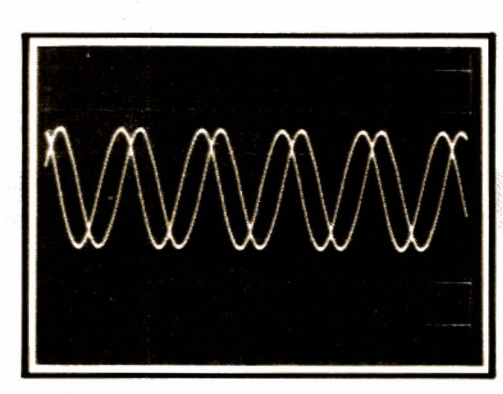


PHOTO L. – Il faut aboutir à ce résultat : égalité des tensions aux bornes de R et Z. Remarquer que le déphasage entre les deux tensions est très voisin du quart de période, donc de 90°.

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

ENONCE

1° Montrer l'équivalence des deux circuits ci-dessous (fig. 1).
2° L'entrée d'un amplificateur Y d'un oscilloscope est représentée par le schéma de la figure 2, où R est égal à 1 MΩ et C à 30 pF.
On place une impédance $\overline{Z}$ en série avec le circuit d'entrée de l'oscilloscope, d'où le schéma de la figure 3.
a) L'impédance complexe, équivalente à R et C en parallèle, est notée $\overline{Z}_1$. Exprimer $\overline{Z}$ en fonction de $\overline{Z}_1$ pour que l'ensemble constitue un atténuateur par 3 ($\overline{U}_s/\overline{U}_e = 1/3$).
Donner le schéma équivalent à Z en fonction de Z_1, puis, en utilisant les résultats de la question 1, donner le schéma équivalent à Z comportant une résistance et un condensateur. Indiquer la valeur de cette résistance en fonction de R et de la capacité du condensateur en fonction de C.
b) L'impédance $\overline{Z}$ n'est maintenant constituée que par son élément résistif.
Donner le schéma du montage.
Transformer le dipôle d'attaque du condensateur C en générateur de Thévenin d'éléments E_{th} et R_{th}.
En déduire la fréquence telle que l'on ait :
$\dfrac{\underline{U_s}}{\overline{E}_{th}} = \dfrac{1}{\sqrt{2}}$
(Baccalauréat F2, 1974).

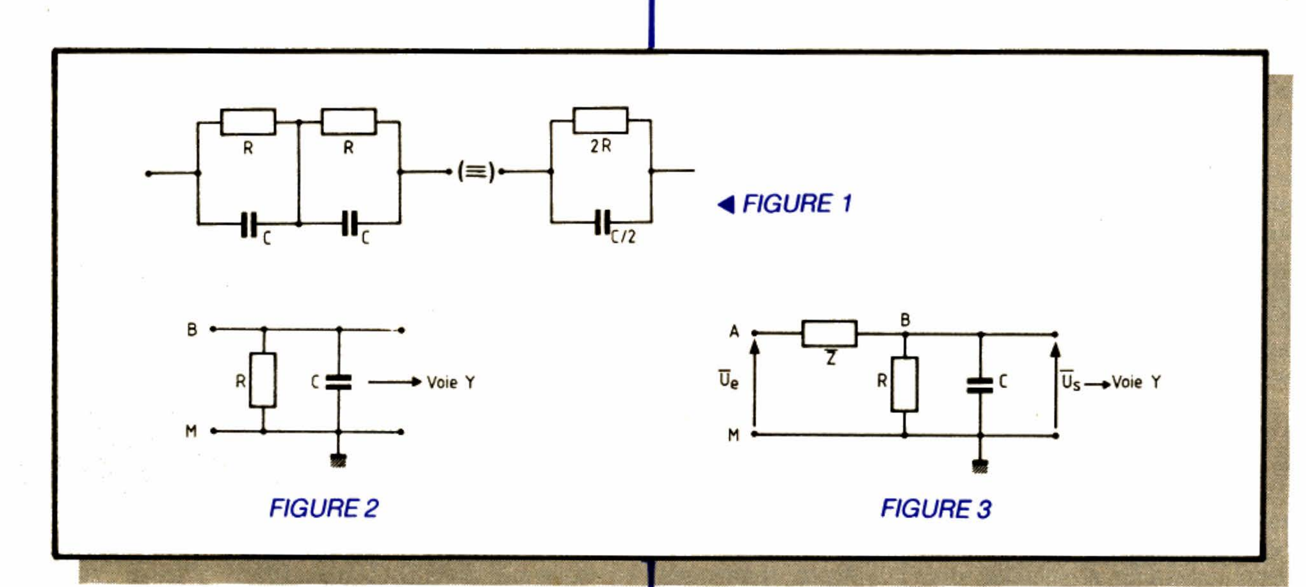


FIGURE 1
FIGURE 2
FIGURE 3

SOLUTION

Question 1

On pourrait calculer l'impédance du premier circuit et montrer que son impédance est celle du second. Il est plus rapide de remarquer que, par suite de la symétrie du montage (fig. 4), les points P et Q sont au même potentiel et que, par conséquent, aucun courant ne circule entre P et Q (fig. 4A). En fait, nous nous trouvons dans la situation d'un pont équilibré, d'où, en supprimant la liaison entre P et Q, l'équivalence demandée (fig. 4B).

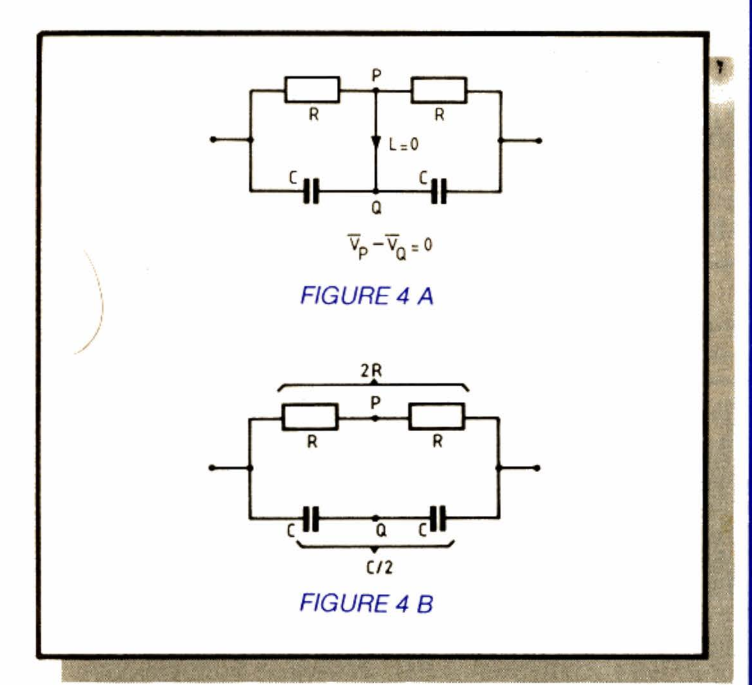


FIGURE 4 A

FIGURE 4 B

Question 2

a) L'impédance $\overline{Z}_1$ de R et C en parallèle s'écrit :

$$\frac{1}{\overline{Z}_1} = \frac{1}{R} + jC\omega \qquad (1)$$

Pour que l'ensemble ($\overline{Z}_1$, $\overline{Z}$) constitue un atténuateur par 3 avec, par conséquent :

$$\frac{\overline{U}_s}{\overline{U}_e} = \frac{\overline{Z}_1}{\overline{Z} + \overline{Z}_1} = \frac{1}{\frac{\overline{Z}}{\overline{Z}_1} + 1} = \frac{1}{3} \qquad (2)$$

il suffit que : $\overline{Z}/\overline{Z}_1 = 2$
qui est la relation demandée.

Posons : $\frac{1}{\overline{Z}_1} = \overline{Y}_1$ et $\frac{1}{\overline{Z}} = Y = \frac{1}{R'} + jX$

Compte tenu de (2), nous avons l'égalité :
$2\overline{Y} = \overline{Y}_1$
soit encore :

$$2\left(\frac{1}{R'} + jX\right) = \frac{1}{R} + jC\omega$$

Egalons parties réelles et parties imaginaires. Il vient :
$2/R' = 1/R$, d'où $R' = 2R$

$2X = C\omega$, d'où $X = \frac{C\omega}{2}$

Ce qui montre que la capacité en parallèle sur R' a pour valeur C/2.

En utilisant les résultats de la question 1 : il faut que la première cellule soit d'impédance double de la deuxième ; ce qui peut être obtenu en mettant en série deux cellules identiques de type RC parallèle. Or la question 1 nous a appris que ces deux cellules identiques en série étaient équivalentes à une seule cellule composée d'une résistance R' = 2R et d'une capacité C' = C/2 en parallèle (fig. 5).

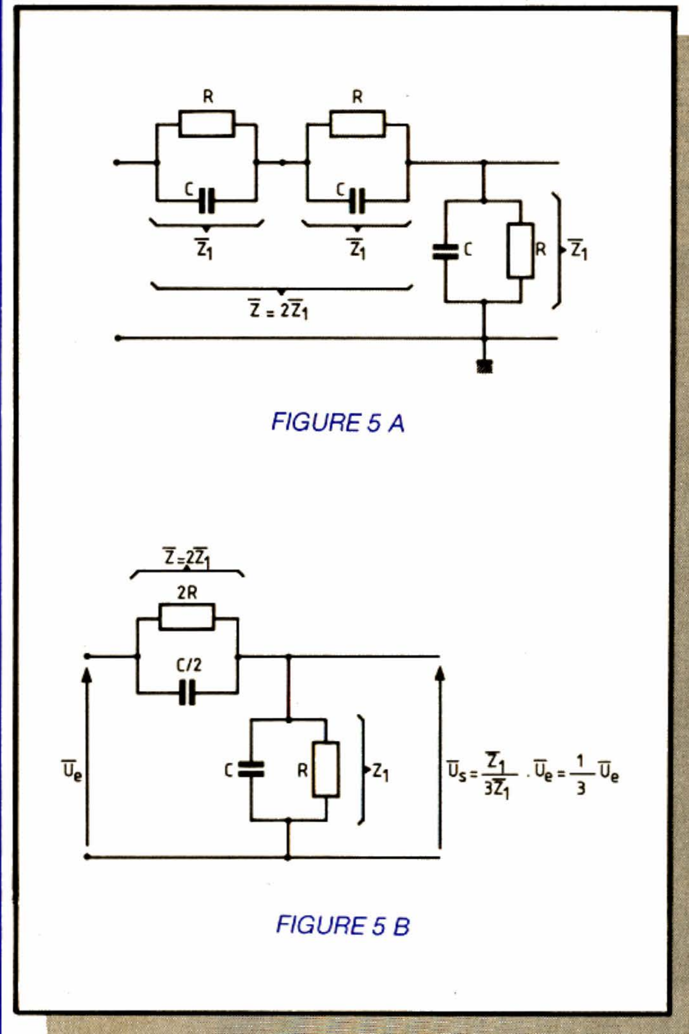


FIGURE 5 A

FIGURE 5 B

b) Le schéma du montage, si $\overline{Z}$ n'est plus constitué que par son élément résistif, fait l'objet de la figure 6A.

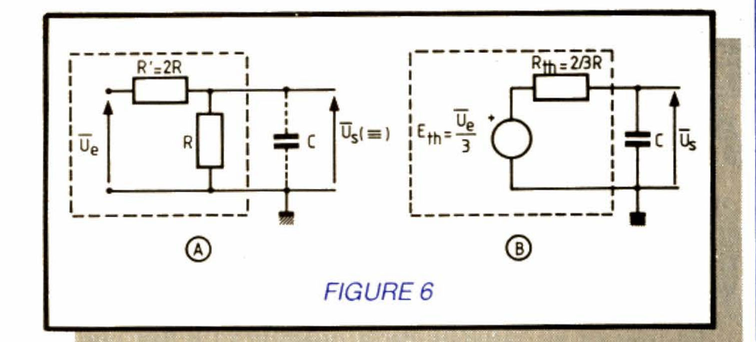


FIGURE 6

Le générateur de Thévenin du réseau entouré en pointillés figure 6A – **la capacité C n'étant pas branchée** – se détermine :

- Pour la f.e.m. E_{th}, en mesurant la tension **à vide** aux bornes de R :

$$\overline{E}_{th} = \overline{U}_e \cdot \frac{R}{R' + R} = \overline{U}_e \cdot \frac{R}{2R + R} = \frac{1}{3}\,\overline{U}_e \qquad (3)$$

- Pour la résistance interne R_{th}, en mesurant la résistance vue de la sortie, la source U_e étant court-circuitée :

$$R_{th} = \frac{R'R}{R' + R} = \frac{2R \cdot R}{2R + R} = \frac{2}{3} \cdot R \qquad (4)$$

Ce qui nous conduit à la représentation de la figure 6B.

A partir de celle-ci :

$$\overline{U}_s = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R_{th} + \frac{1}{jC\omega}} \cdot \overline{E}_{th}$$

d'où, en remplaçant R_{th} par sa valeur tirée de (4) :

$$\frac{\overline{U}_s}{\overline{E}_{th}} = \frac{1}{1 + j \cdot \frac{2}{3} RC\omega}$$

et

$$\left|\frac{\overline{U}_s}{\overline{E}_{th}}\right| = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{4}{9} R^2C^2\omega^2}}$$

Nous aurons donc $|\overline{U}_s| / |\overline{E}_{th}| = 1/\sqrt{2}$ quand nous aurons l'égalité :

$$1 = \frac{4}{9} R^2\,C^2\,\omega^2$$

soit donc alors :

$$\omega = \frac{3}{2\,RC} \text{ et } f = \frac{\omega}{2\,\pi} = \frac{3}{4\,\pi\,RC}$$

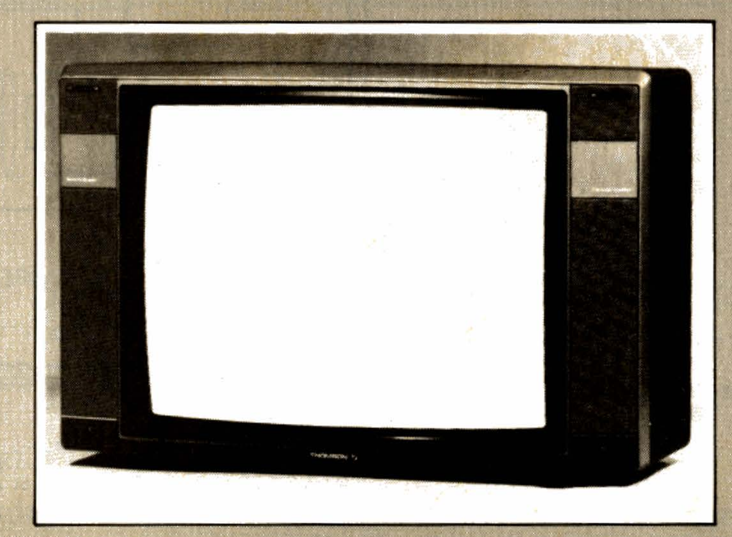
Ch. PANNEL

BLOC-NOTES



THOMSON EN 71 CM

Le nouveau téléviseur MC-4 de Thomson est basé sur le nouveau tube cathodique produit par la firme française dans sa filiale Videocolor. Il possède un écran rectangulaire à coins carrés, d'une diagonale de 71 cm, une grille « black matrix », un nouveau canon à électrons et une lentille plus grande et un nouveau déviateur. Grâce à cette nouvelle technologie, le MC-4 obtient une meilleure définition horizontale, un contraste amélioré de 30 % par rapport aux précédentes générations de tubes, des couleurs plus saturées, une focalisation et une convergence accrues, la surface visible de l'écran ayant augmenté de 9,5 % grâce à la diagonale de 71 cm.



Deux versions sont commercialisées : pseudo-stéréo Secam (C71-PMC 4) et stéréo multistandard (C71-FMC4) Pal/Secam. La section audio délivre 2 × 10 ou 2 × 20 watts dans quatre haut-parleurs. 39 programmes sont accessibles par la télécommande à infrarouges.

Distribution : S.D.R.M., 67, quai Paul-Doumer, 92402 Courbevoie Cedex. Tél. : (1) 788.33.33.

INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

LES COMPTEURS BINAIRES

Nous allons voir aujourd'hui que les compteurs binaires sont des circuits séquentiels composés d'une suite de bascules.
Les compteurs électroniques ainsi constitués ne peuvent compter qu'en binaire, puisque ces bascules ne possèdent que deux états (repos et travail).
Par certains artifices, ils peuvent être transformés en compteurs décimaux (convertisseurs binaire-décimal).
Le circuit de base d'un compteur décimal électronique compte les impulsions qu'il reçoit, et, toutes les dix impulsions comptées, il donne une impulsion en sortie (division par 10). Le circuit de base d'un compteur binaire donne une impulsion en sortie pour deux reçues à l'entrée (division par 2).
Un compteur binaire de N étages (ou bascules) ne peut compter que jusqu'à deux à la puissance N.
Pour nos essais, nous utiliserons des bascules du type T que nous actionnerons par des impulsions produites de façon manuelle (à travers un circuit antirebonds) ou automatiquement (par un relaxateur très basse fréquence).
Le mois prochain, nous continuerons cette étude sur les bascules binaires et décimales.

Les compteurs binaires

On rencontre des compteurs dans de très nombreux domaines de l'électronique : dans les ordinateurs, dans l'industrie, pour compter des objets qui défilent devant une cellule photoélectrique... En métrologie, les fréquencemètres de précision possèdent un compteur dont l'entrée est commutée pendant une seconde afin de compter les périodes du signal à mesurer.

Les compteurs binaires sont des circuits logiques séquentiels composés d'une suite de bistables. Ceux-ci peuvent être de différents types : JK, RS, D, etc. Et puisque les bistables ne fonctionnent qu'en tout ou rien, ces compteurs ne peuvent compter qu'en binaire. Mais par la suite, ce nombre binaire peut être converti en décimal.

Système décimal et système binaire

Pour commencer, faisons un bref rappel sur le système décimal et le système binaire. Il peut paraître un peu futile de parler du système décimal que nous utilisons tous les jours... d'une façon machinale.

Ce système de numération, également appelé système à base 10, utilise 10 symboles allant de 0 à 9. Nous avons appris à l'école qu'un nombre est constitué par plusieurs rangs : le rang des unités, des dizaines, des centaines...

Et lorsque nous comptons, nous partons du rang des unités. En arrivant au dernier chiffre des unités, c'est-à-dire 9, nous plaçons un 1 dans le rang des dizaines et continuons à compter dans le rang des unités en repartant de zéro. Ce « 1 » que nous plaçons dans la colonne des dizaines a une forte valeur, un « poids » dix fois plus grand que le 1 de la colonne des unités.

Pour cette raison, on peut l'écrire : 1×10 ou, d'une façon plus courante en mathématiques : 1×10^1. Chaque fois que, dans la colonne des unités, nous avons épuisé les dix chiffres, la colonne des dizaines acquiert une valeur supérieure, et on repart de zéro dans la colonne des unités. Et puis, quand la colonne des dizaines atteint 9×10^1, un « 1 » passe dans la colonne des centaines, tandis que le contenu des dizaines revient à zéro. Ce « 1 » passant dans la colonne des centaines a la valeur 1×100 ou 1×10^2. Ainsi, en exprimant un nombre comme 1985, nous pouvons l'écrire : 1 000 + 900 + 80 + 5, soit encore : $(1 \times 10^3) + (9 \times 10^2) + (8 \times 10^1) + (5 \times 10^0)$ ou : 1 millier + 9 centaines + 8 dizaines + 1 unité.

Dans le système binaire, ou système à base 2, il n'y a que deux symboles : 0 et 1.

De façon analogue au système décimal, la colonne de droite ne prend que deux valeurs : 0×2^0 et 1×2^0, soit 0 et 1. La deuxième colonne ne peut prendre que deux valeurs, à savoir : 0×2^1 et 1×2^1, soit l'équivalent en décimal : 0 et 2. La troisième colonne ne prend également que deux valeurs : 0 et 1×2^2 (en décimal : 0 et 4).

Compteur décimal et compteur binaire

Considérons un compteur décimal, comme celui d'une pompe à essence, dont l'affichage se compose de tambours.

Avant le comptage, l'affichage indique 000, ce qui signifie que la remise à zéro est faite. C'est évidemment le tambour des unités qui tourne en premier lieu. Celui-ci ayant effectué un tour complet, il transmet, en passant de 9 à 0 une **impulsion mécanique** au tambour des dizaines qui affiche alors 1...

Un compteur électronique fonctionne de façon analogue ; chaque fois que le nombre compté dépasse le nombre de symboles du système de numération employé, une **impulsion électrique** est transmise à l'étage suivant.

Passons maintenant au compteur binaire. Supposons que nous ayons à compter des objets. Au départ, bien sûr, le compteur affiche zéro. Pour le premier objet à compter, il passe de 0 à 1. Puis, pour le suivant, les deux symboles étant épuisés, une impulsion est donnée au rang supérieur (qui passe de 0 à 1) tandis que le rang en question repasse à zéro. On lit donc la valeur 10 (« un-zéro »).

Résumons sur la figure 1 le comptage des six premiers objets. Nous remarquons que, chaque fois que le compteur binaire passe de 1 à 0, il transmet au rang supérieur une impulsion afin qu'il augmente d'un cran.

	2^2	2^1	2^0
1er objet	0	0	1
2e objet	0	1	0
3e objet	0	1	1
4e objet	1	0	0
5e objet	1	0	1
6e objet	1	1	0

FIGURE 1. – Comptage d'objets par le système binaire.

Nous remarquons également qu'il risque d'y avoir confusion quand on manipule des nombres binaires et des nombres décimaux composés de 0 et de 1. Pour le sixième objet compté de notre exemple, l'affichage du compteur binaire donne : 110 que l'on écrit entre parenthèses avec l'indice 2, puisque nous sommes en système binaire : $(110)_2$. De cette façon, il n'y a pas de risque d'erreur, et on ne le mélangera pas avec le « cent dix » décimal. On écrira de préférence ce dernier : $(110)_{10}$.

Comment interpréter un nombre binaire

Pour le sixième objet, nous l'avons vu, la visualisation affiche $(110)_2$. Quelle sera la valeur en décimal ?

Il suffit de donner à chaque 1 sa valeur décimale, comme nous l'avons fait plus haut pour le nombre 1985.

$(110)_2 = (1 \times 2^2) + (1 \times 2^1)$
$+ (0 \times 2^0)$

soit :

$(1 \times 4) + (1 \times 2) + (0 \times 1)$

ou :

$(4) + (2) + (0) = (6)_{10}$.

Schéma synoptique d'un compteur

Un compteur décimal devant compter les centaines pourra être représenté par trois rectangles, un pour les unités, un autre pour les dizaines et le dernier pour les centaines (fig. 2).

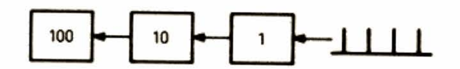


FIGURE 2. – Représentation schématique d'un compteur décimal.

Les impulsions à compter sont représentées à l'entrée du compteur des unités. Ces impulsions peuvent provenir d'un capteur photoélectrique devant lequel défilent des objets.

D'une façon analogue, un compteur binaire peut se représenter par des rectangles (fig. 3).

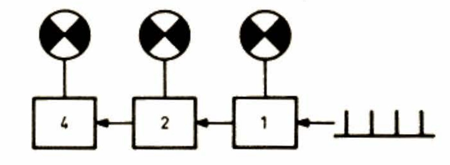


FIGURE 3. – Représentation schématique d'un compteur binaire avec sa visualisation.

Le premier rectangle en partant de la droite ne compte que jusqu'à 2^0 soit 1. Les deux premiers rectangles ne comptent que jusqu'à trois ($2^1 + 2^0$), et l'ensemble ne compte que jusqu'à 7.

L'affichage d'un tel compteur peut se réaliser avec des témoins lumineux, par exemple des diodes LED.

Si le voyant est allumé, cela signifie que l'étage en question est à l'état « 1 ». Ainsi le compteur est à zéro si tous les voyants sont éteints. Si tous les voyants sont allumés, nous savons que le nombre d'objets comptés est 7 :

$(1 \times 2^2) + (1 \times 2^1) + (1 \times 2^0)$
$= 4 + 2 + 1 = 7.$

Pour lire directement la valeur en décimal, les trois étages du compteur seront reliés à un convertisseur binaire-décimal, lui-même commandant par exemple un afficheur à sept segments.

Notre prochaine étape maintenant est de savoir comment est constitué un étage de compteur binaire.

Le circuit de base du compteur

Lorsque vous avez fait fonctionner une bascule, vous avez, sans le savoir, utilisé un compteur binaire. Pour former une impulsion à la sortie de la bascule, deux impulsions sont nécessaires à son entrée.

Le circuit de base d'un compteur décimal donne une impulsion de sortie pour dix impulsions à l'entrée. Le circuit de base d'un compteur binaire donne une impulsion de sortie pour deux impulsions à l'entrée (fig. 4).

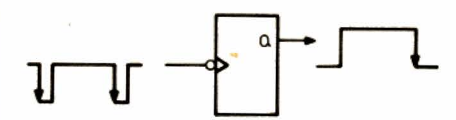


FIGURE 4. – Le circuit de base d'un compteur est une bascule divisant par deux le nombre d'impulsions à l'entrée.

Pour nos explications, nous utiliserons la bascule du type T dont l'intérêt est d'avoir une commande unique (une seule entrée appelée « T »). Nous avons déjà parlé de ce type de bascule dans le *Haut-Parleur* n° 1714 de mars 1985.

Ce type de bascule peut être réalisé sans difficulté avec un modèle JK en reliant les entrées J et K au niveau logi-

que « 1 », l'attaque de la bascule se faisant par l'entrée dénommée CK ou T. On utilisera par exemple le circuit TTL du type 7476 (double JK maître-esclave). Son schéma de branchement a été donné dans l'article mentionné plus haut.

Une bascule T peut également s'obtenir avec un modèle D dont on a préalablement relié la sortie $\overline{Q}$ à l'entrée D, l'injection des signaux à compter se faisant par l'entrée CK. Le circuit intégré du type 7474 pourra être utilisé. Il comporte deux bascules D, comme l'indique le schéma de branchement donné également dans le numéro de mars dernier.

Comment est constitué un compteur binaire

Un compteur binaire est constitué par une suite de bascules changeant d'état chaque fois qu'une impulsion se présente à l'entrée (fig. 5).

En appuyant sur le bouton-poussoir de remise à zéro, les quatre bascules sont à l'état repos (Q = 0) et les quatre voyants lumineux sont éteints. Dès l'apparition d'une impulsion, la première bascule (celle la plus à droite), passe à l'état travail (Q = 1), ce qui est mis en évidence par le premier voyant lumineux. A l'impulsion suivante, cette première bascule retourne à son état initial. Le flanc négatif de sa sortie reliée à l'entrée de la bascule suivante change l'état de celle-ci. A la troisième impulsion, les deux premières bascules sont à l'état travail...

Plus le nombre de bascules constituant un compteur est élevé, d'autant plus grande pourra être la quantité à compter.

Reportez-vous à la figure 6 sur laquelle sont représentées des impulsions à compter, numérotées de 1 à 8. Au-dessous, nous voyons les signaux à la sortie des trois premières bascules.

Au moment t_1, la sortie des trois bascules est au niveau zéro. En t_2, au bout de quatre impulsions, le niveau des sorties est le suivant :
$Q_1 = 0$, $Q_2 = 0$, $Q_3 = 1$, soit : $(100)_2$ ou $(1 \times 2^2) + (0 \times 2^1) + (0 \times 2^0) = 4$.

Après la huitième impulsion (temps t_3), les trois sorties sont toutes à zéro. D'où la conclusion qu'un compteur de N étages (ou bascules) ne peut compter que jusqu'à 2^N.

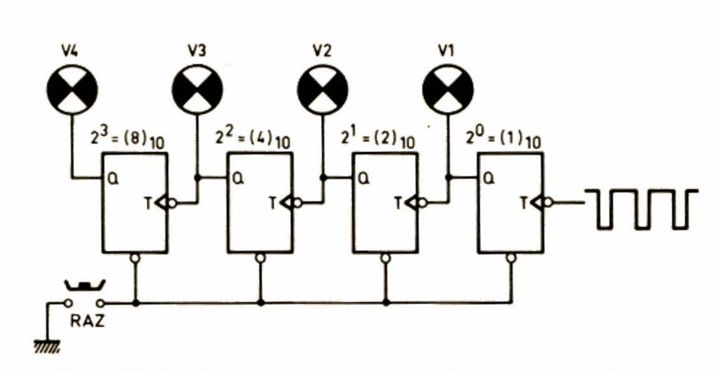


FIGURE 5. – Schéma de principe d'un compteur binaire.

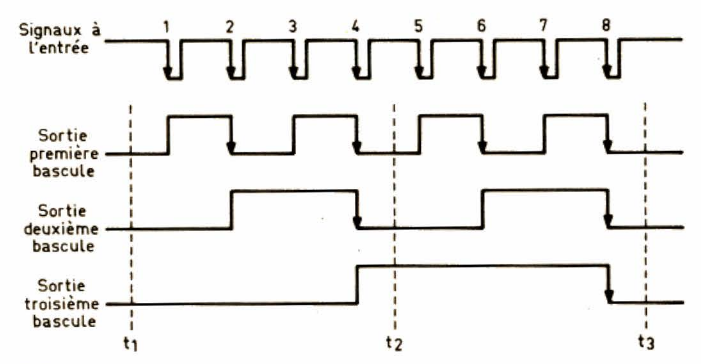


FIGURE 6. – Signaux à l'entrée et à la sortie des trois premières bascules du compteur binaire.

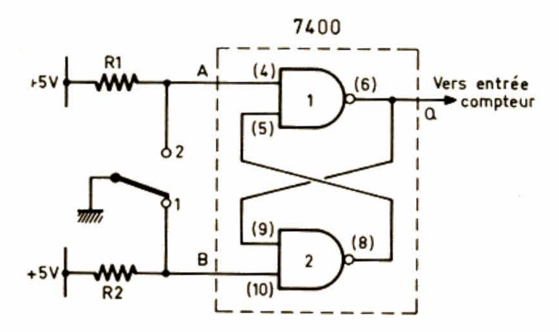


FIGURE 7. – Circuit antirebonds réalisé avec deux NAND d'un 7400.

Dans notre exemple, le compteur à trois étages ne comptera que jusqu'à 2 × 2 × 2, soit huit impulsions.

En utilisant les quatre bascules D de deux circuits 7474, il est possible de compter jusqu'à 16. Par des artifices, comme nous le verrons plus tard, il est concevable de transformer ce compteur binaire en compteur décimal en le faisant compter de 0 à 9.

Circuit de commande

La mise en évidence du bon fonctionnement du compteur peut être faite en comptant les impulsions, soit provenant d'un générateur, soit produites manuellement.

Un déclenchement manuel, par commutateur, est réalisable à la condition d'insérer entre celui-ci et le compteur

un monostable non-redéclenchable ou un montage dit « antirebonds », interdisant aux pointes de tensions parasites de redéclencher involontairement le compteur.

Ce circuit « antirebonds » n'est autre qu'une bascule RS utilisant deux portes provenant par exemple d'un 7400 (fig. 7). Sur la position 1 du commutateur, le montage est à l'état repos, et la sortie Q est au niveau bas, car l'entrée B est reliée à la masse et l'entrée A au + 5 V à travers une résistance de 4,7 kΩ. Cette résistance a été placée là pour qu'il n'y ait pas de court-circuit de la source à travers le commutateur. Cette résistance ne doit pas être trop faible pour qu'elle soit efficace et ne dissipe pas trop de puissance. Avec le commutateur sur la position 1, les résistances dissipent chacune $(5\ V)^2 / 4,7\ k\Omega$ soit environ 5 mW, ce qui est acceptable. Cette résistance ne doit pas non plus être trop grande pour la raison suivante : comme l'entrée du NAND n'a pas une résistance infinie, il y a consommation d'un certain courant, certes faible, mais qui, en passant à travers R_2, crée une chute de tension. La tension en A n'est plus 5 V, mais 5 V moins cette chute de tension, et il est impératif que A ne soit pas trop différent de 5 V.

Revenons au fonctionnement de ce circuit antirebonds. En passant momentanément le commutateur de 1 à 2, la sortie Q passe de 0 à 1, puis repasse à zéro quand le commutateur revient sur 1, créant de ce fait une seule impulsion bien nette qui sera comptée par le compteur.

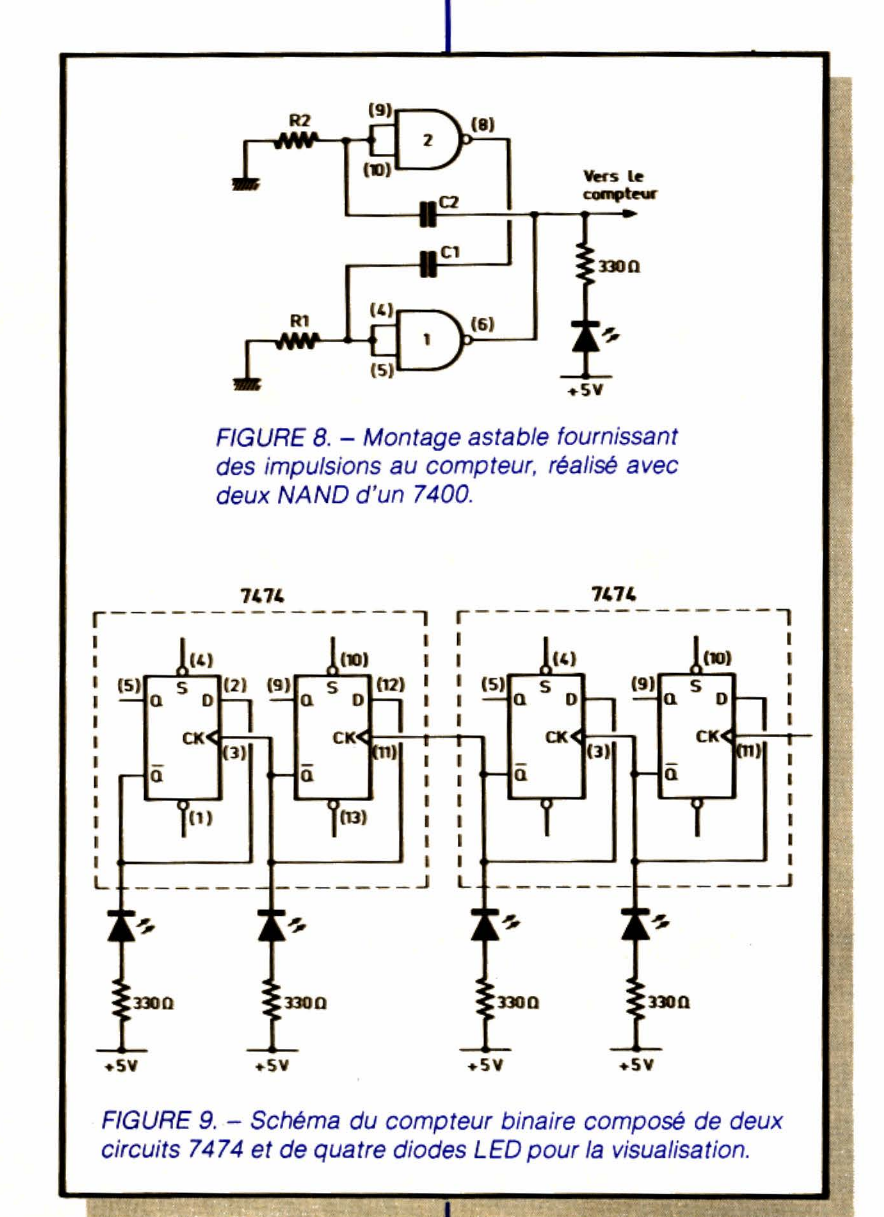


FIGURE 8. – Montage astable fournissant des impulsions au compteur, réalisé avec deux NAND d'un 7400.

FIGURE 9. – Schéma du compteur binaire composé de deux circuits 7474 et de quatre diodes LED pour la visualisation.

Pour l'expérimentation de ce compteur binaire, nous pouvons également monter un générateur d'impulsions, dont la période de répétition sera assez longue pour pouvoir en vérifier le bon fonctionnement.

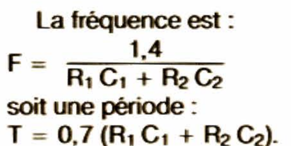
Un premier projet de schéma pourrait comporter le relaxateur à transistor unijonction décrit précédemment. Le signal de sortie devrait être alors mis en forme par un monostable ou un transistor.

Une autre solution consisterait à utiliser un 555 (voir numéro du mois dernier).

On peut aussi employer un montage astable pour obtenir un signal périodique de durée et de répétition déterminées. Le plus simple n'utilise que deux portes NAND et un circuit RC (fig. 8).

En mettant le montage sous tension, l'une des sorties sera à l'état haut tandis que l'autre sera à l'état bas. La liaison capacitive par C_1 et C_2 fait que, d'une façon continuelle, il y a charge et décharge de ces condensateurs, et il en résulte des impulsions dont l'amplitude est d'environ 5 V et dont la fréquence est déterminée par la constante de temps des résistances et des condensateurs.

La fréquence est :



$$F = \frac{1,4}{R_1 C_1 + R_2 C_2}$$

soit une période :

$$T = 0,7\ (R_1 C_1 + R_2 C_2).$$

Les unités sont le hertz, l'ohm, le farad et la seconde. Au cas où on souhaiterait des signaux carrés,

$R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$,

ce qui entraîne la simplification des formules :

$$F = \frac{0,7}{RC} \text{ et } T = 1,4\ RC.$$

Si nous désirons des impulsions de l'ordre de la seconde avec $R = 1\ k\Omega$, les condensateurs devront avoir une valeur de plusieurs centaines de microfarads. Une période d'une seconde est suffisamment basse pour observer le fonctionnement du compteur. Une diode LED est placée à la sortie de l'astable pour en contrôler le fonctionnement.

FIGURE 10. – Schéma pratique du compteur binaire (2 × 7474) et du générateur d'impulsions (7400).

Réalisation pratique

Nous avons représenté sur la figure 9 le schéma pratique du compteur à base 2. On remarque la simplicité du circuit. L'entrée, située à droite, reçoit les impulsions à compter. Celles-ci proviennent du montage astable à deux opérateurs NAND. La liaison est directe entre la sortie d'une de ces portes et l'entrée CK (ou T) de la première bascule. Les bascules étant munies de commandes de remise à zéro (R) et de mise en position travail (S), il est facile, avant tout comptage, de mettre à zéro le compteur. Il suffit pour cela de brancher ensemble les sorties R (broches 1 et 13) et de les connecter temporairement au niveau zéro logique (0 V).

On remarquera sur le schéma le branchement des diodes électroluminescentes. Elles sont connectées en série avec une résistance de protection de 330 Ω et branchées entre la sortie $\overline{Q}$ et le + 5 V. Lorsque la bascule est à l'état travail, le potentiel de sortie $\overline{Q}$ est alors égal à celui de la masse ; la diode, alimentée normalement, s'allumera. En alignant les LED sur la plaque de connexions (fig. 10), il est facile de traduire mentalement en quantité décimale le nombre binaire affiché.

La forme des signaux à la sortie de chaque bascule est donnée figure 11. Chaque étage du compteur se comporte comme un diviseur de fréquence par deux.

Le compteur peut également être monté avec des bascules JK, à condition seulement de connecter les entrées J et K au + 5 V, l'attaque se faisant sur l'entrée CK.

Avant de mettre en exécution le montage d'un compteur, il y a lieu de tenir compte du mode d'attaque de cette entrée CK. Certaines bascules peuvent être commandées par le flanc descendant (de 1 à 0) d'une impulsion. Ceci est le cas des bascules du compteur de la figure 5. Ce mode de commande est repéré par le petit cercle placé à l'entrée T (ou CK). L'attaque de la bascule suivante se fait par la sortie Q de la bascule considérée. La figure 6 montre les signaux à la sortie des bascules.

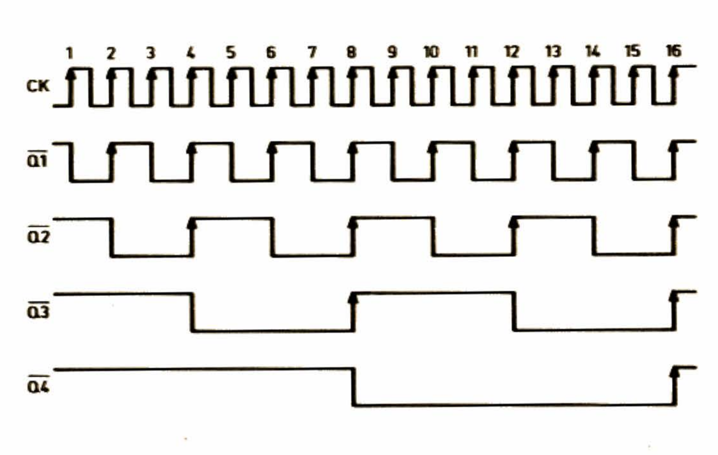


FIGURE 11. – Signal à l'entrée (CK) et à la sortie ($\overline{Q}$) des quatre bascules.

La commande d'autres bascules, comme le type 7474 que nous avons utilisé, se fait par le front montant du signal d'attaque. La liaison avec la suivante se fait par la sortie $\overline{Q}$.

Quelques exercices

Nous vous demandons de convertir en décimal les nombres binaires suivants :

a)		1	0	1	0	0
b)		1	1	0	1	1
c)	1	1	1	0	0	1
d)	1	1	0	1	1	0	1

Solution de l'exercice du mois dernier

Il s'agissait de dessiner le schéma avec les valeurs d'un temporisateur à temps variable (1 seconde à 20 secondes). (Voir fig. 12.)

On sait que la durée de la temporisation est égale à 1,1 × R × C. La résistance R peut varier de 1 kΩ à 10 MΩ bien que, pratiquement, les valeurs courantes se situent entre 50 kΩ et 1 MΩ. Le rapport des temps étant de 30, nous choisirons une valeur inférieure à 50 kΩ pour 1 seconde, soit R_{min} = 10 kΩ. A partir de cette valeur nous calculons celle du condensateur C :

$$C = \frac{t}{1,1 \times R} = \frac{1}{1,1 \times 10^4} = 90\ \mu F$$

La valeur de R pour 30 secondes sera donc $R_{max} = R_{min} \times 30$ soit 300 kΩ. Nous choisirons donc un potentiomètre de 300 kΩ linéaire. Il sera câblé en série avec une résistance de 10 kΩ, et nous serons sûrs d'avoir une variation de temps allant de 1 à 30 secondes.

Le calcul des composants est grandement simplifié si on utilise l'abaque reproduit sur la figure 13.

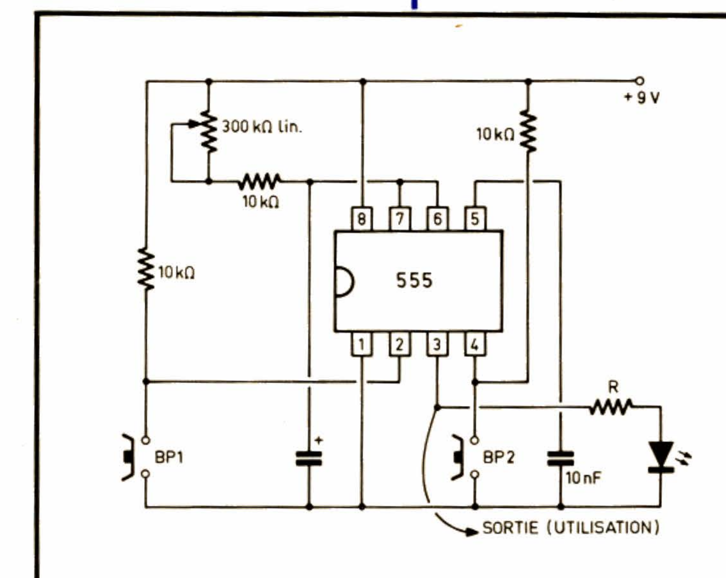


FIGURE 12. – Schéma complet du temporisateur.

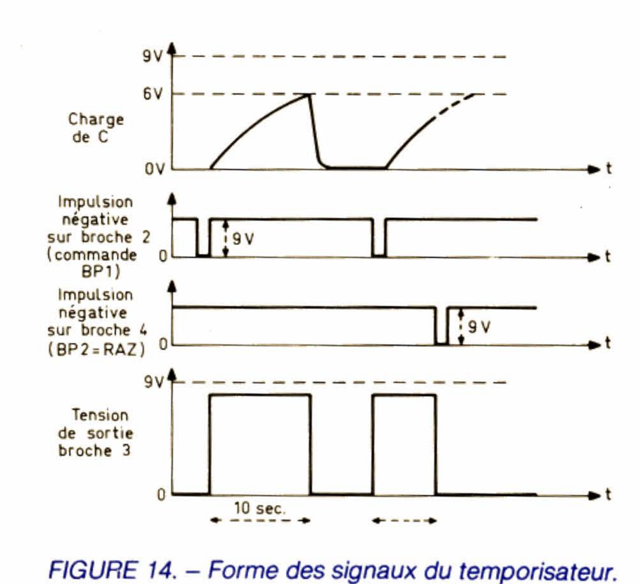


FIGURE 14. – Forme des signaux du temporisateur.

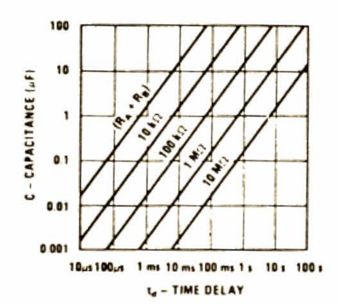


FIGURE 13. – Abaque donnant la relation entre le temps td et les composants C, R_A et R_B (doc. National Semiconductor).

La résistance en série avec les boutons-poussoirs permet de ne pas court-circuiter la tension d'alimentation lorsque ceux-ci sont actionnés. Cette résistance sera au moins égale à 10 kΩ.

Quant à la résistance en série avec la diode LED, elle est obtenue par la formule :

$$R = \frac{U - V_D}{I_D}$$

La tension U étant l'amplitude de la tension à la sortie du circuit intégré (tension d'alimentation moins 1 V environ, soit ici 8 V), V_D est la tension directe de la diode. Elle dépend de la couleur de celle-ci (1,5 V pour une rouge ou 2,5 V pour une verte ou une jaune). Le courant I_D dans la LED varie aussi suivant la couleur (10 mA pour une rouge ou 20 mA pour les autres), ce qui donne :

$$r = \frac{8 - 2,5}{20\ mA} = \frac{5,5}{20} \text{ soit } 270\ \Omega$$

(valeur normalisée). Puissance dissipée

dans la résistance :
$RI^2 = 270 \times (0{,}02)^2 \simeq 0{,}1$ W.

Nous donnons figure 14 le diagramme des temps avec une temporisation de 10 s, et une autre, interrompue par l'action de BP_2 (bouton-poussoir de remise à zéro de la bascule).

Outre sa simplicité, un temporisateur utilisant un 555 possède l'avantage de donner des signaux de durée indépendante des variations de la tension d'alimentation.

Schéma d'un générateur de signaux rectangulaires

Nous avons donné le mois dernier le schéma d'un 555 connecté en astable. Ce montage peut donner des impulsions de 5 V d'amplitude convenant aux circuits TTL. Le signal est dissymétrique, sauf si R_B est très supérieur à R_A. Il est possible d'obtenir une variation de t_1 et t_2 par l'adjonction de deux diodes (D_A et D_B) et en rendant variables les résistances R_A et R_B. Le condensateur C se charge donc à travers R_A et D_A, et son courant de décharge passe à travers D_B et les résistances R_A et R_B en série. La tension de sortie peut être réglable si on remplace la résistance de 10 kΩ par un potentiomètre. L'adjonction d'un transistor monté en collecteur commun permet d'isoler le 555 du circuit d'utilisation.

Le schéma complet est donné figure 15.

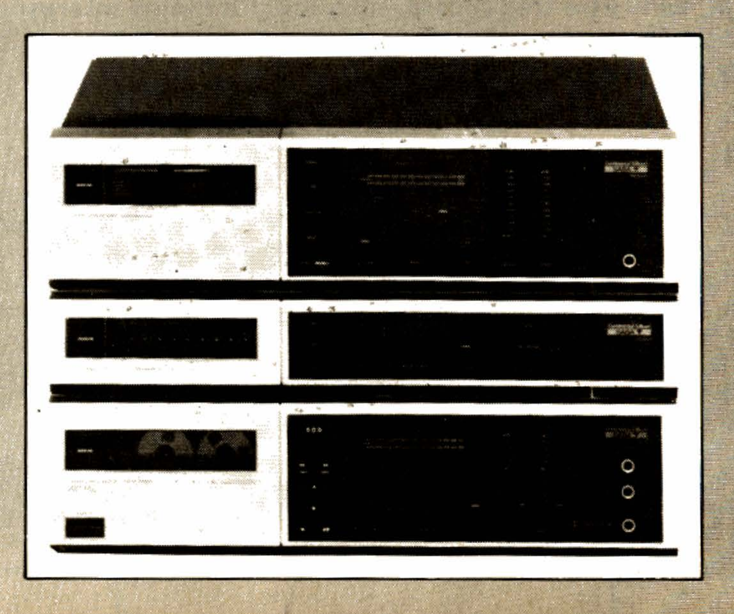
FIGURE 15. – Schéma complet du générateur d'impulsions.

J.-B. P.

BLOC-NOTES

HAUT DE GAMME MADE IN FRANCE

L'ensemble Hi-Fi 570 de Continental Edison-Saba constitue le haut de gamme de la firme française qui le fabrique sur le territoire national. Son ampli-préampli PA 9507 délivre 2 × 70 watts en classe A plus avec un faible taux de distorsion harmonique. La puissance de sortie est visualisée par un indicateur à diodes électroluminescentes et les enceintes acoustiques sont protégées par un disjoncteur électronique. Le tuner TS-9547 propose trois gammes d'ondes et 30 stations préréglables.

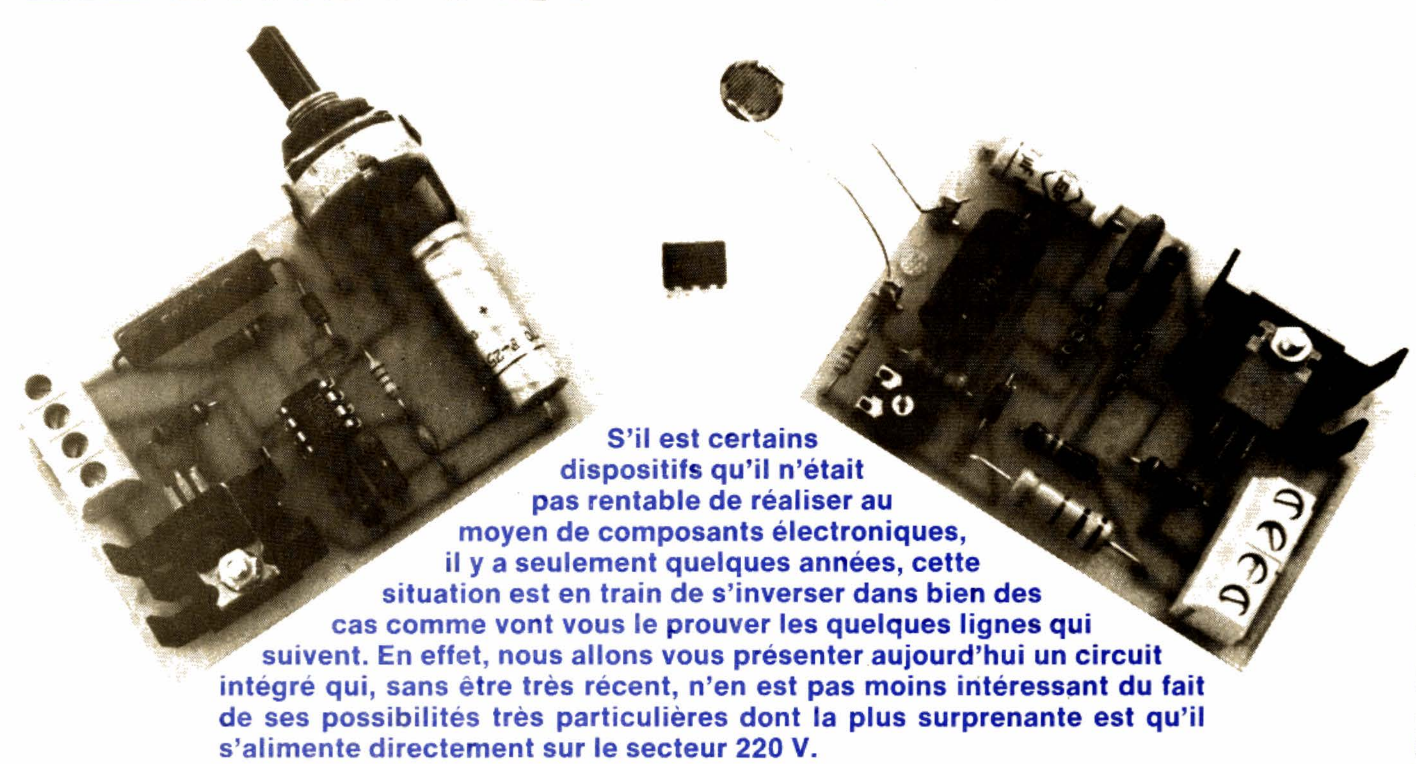


Le magnétocassette possède un clavier de commande électronique, géré par microprocesseur, un réducteur de bruit Dolby B et C et un système de recherche automatique des morceaux nommé ADDP. Le système Hi-Fi 570 est vendu en rack complet avec platine tourne-disques, enceintes et meuble.

Distribution : Etablissements Surmelec, 74, rue du Surmelin, 75980 Paris Cedex 20. Tél. : (1) 360.02.42.

1 CIRCUIT INTEGRE : 2 REALISATIONS...

UN THERMOSTAT ELECTRONIQUE — UN INTERRUPTEUR PHOTOSENSIBLE



S'il est certains dispositifs qu'il n'était pas rentable de réaliser au moyen de composants électroniques, il y a seulement quelques années, cette situation est en train de s'inverser dans bien des cas comme vont vous le prouver les quelques lignes qui suivent. En effet, nous allons vous présenter aujourd'hui un circuit intégré qui, sans être très récent, n'en est pas moins intéressant du fait de ses possibilités très particulières dont la plus surprenante est qu'il s'alimente directement sur le secteur 220 V.

Le TDA 1024

La structure de ce circuit intégré peut être représentée de façon simplifiée par le synoptique de la figure 1. Nous y voyons tout d'abord une alimentation stabilisée capable de fournir une tension de 6,5 V sous quelques milliampères ainsi qu'un régulateur de courant fixant la consommation du circuit aux environs de 10 mA. Un générateur d'impulsions, synchronisé par le secteur, peut commander la gâchette d'un triac ou d'un thyristor et, du fait de cette synchronisation, effectue cette commande au passage par zéro de l'onde secteur, ce qui assure une commutation exempte de parasite. Deux entrées d'un comparateur sont disponibles pour l'utilisateur et sont destinées à être connectées à un capteur de votre choix comme nous allons le voir dans un instant, tandis qu'une troisième borne permet une programmation de l'hystérésis. Rappelons que l'hystérésis d'un circuit est l'écart qui existe entre ses points de changement d'état haut et bas, écart qui ne doit pas être nul, sinon le montage risque d'osciller autour du point de basculement d'un état à l'autre. Toujours à propos de ce comparateur, précisons que ses entrées ne consomment que 5 μA au maximum, ce qui permet de les utiliser sans contrainte particulière avec les capteurs usuels que sont les thermistances, les cellules photos électriques, etc...

Dernier point qui a son importance, ce circuit ne coûte qu'une vingtaine de francs et est logé dans un boîtier DIL à 8 pattes.



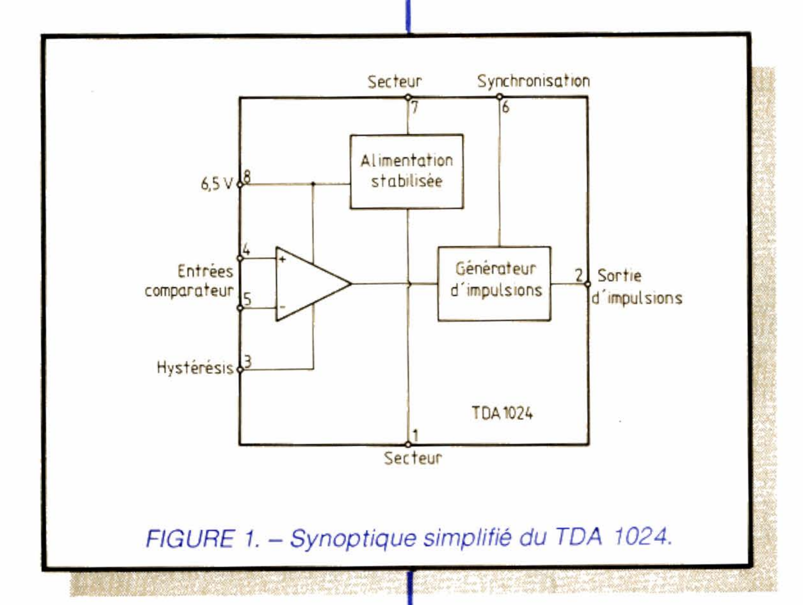


FIGURE 1. – Synoptique simplifié du TDA 1024.

Un thermostat polyvalent

Le premier montage est un thermostat à usage général, c'est-à-dire, qu'il peut aussi bien aller dans un congélateur que sur le circuit d'eau chaude d'une chaudière par simple changement d'une résistance. Il peut aussi remplacer avantageusement les thermostats d'ambiance mécaniques avec les avantages suivants :

– Aucune pièce en mouvement donc aucune usure.

– Commutation au passage par zéro du secteur, donc absence totale de parasite.

– Seuils de basculement (et donc températures de consigne) très stables dans le temps.

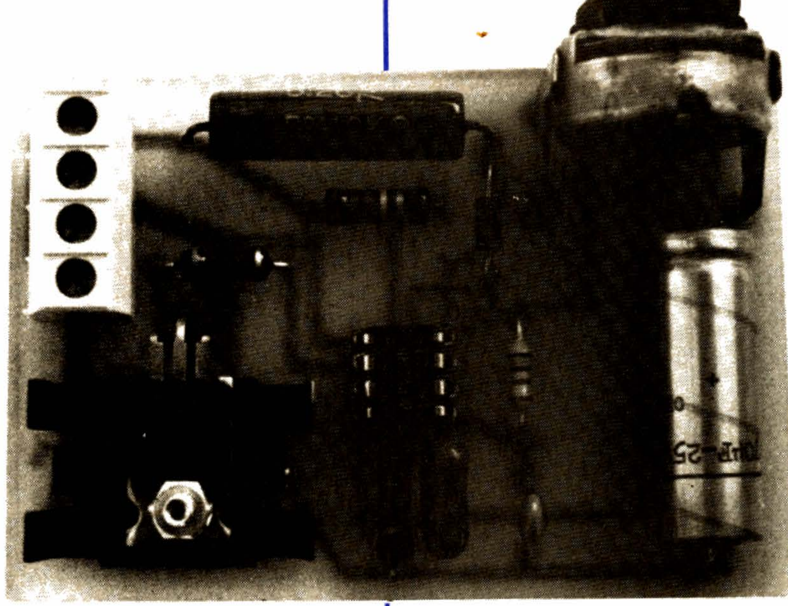
La figure 2 vous présente le schéma de ce montage d'une extrême simplicité. Le TDA 1024 est alimenté directement sur le secteur par ses pattes 1 et 7. La diode 1N 4006 et la résistance de 10 kΩ réduisent la tension secteur à une valeur acceptable sans dommage pour le CI. La résistance de 220 kΩ sert à la synchronisation du générateur d'impulsions et sa valeur permet de programmer la taille des impulsions envoyées sur la gâchette du triac. Ce dernier est commandé par la patte 2 qui peut fournir un courant de 50 mA, ce qui est suffisant pour commander tous les triacs courants pouvant commuter jusqu'à 12 A environ.

La sortie de l'alimentation stabilisée interne, disponible sur la patte 8, alimente un potentiomètre ajustable d'une part, et un pont formé d'une résistance fixe et d'une CTN d'autre part. Rappelons qu'une CTN est une résistance à coefficient de température négatif, c'est-à-dire une résistance dont la valeur diminue lorsque la température augmente.

Le fonctionnement du montage est dès lors simple à comprendre. Tant que la température est insuffisante, la résistance de la CTN est forte et la tension sur la patte 5 est supérieure à celle de la patte 4, le TDA commande donc le triac. Dès que la température augmente, la résistance de la CTN diminue, la tension au point 5 devient inférieure à celle du point 4 et le TDA ne commande plus le triac. Il va de soi que, selon la position du curseur du potentiomètre, ce point de basculement et, donc, la température de consigne peuvent être changés à loisir.

Si le thermostat doit être utilisé pour un réfrigérateur, par exemple, il faut obtenir un fonctionnement inverse (le compresseur se met en marche quant il fait trop chaud). Il suffit tout simplement de permuter les places de la CTN et de la résistance RCTN pour parvenir à ce résultat.

La résistance RH dont nous n'avons pas encore parlé sert à fixer l'hystérésis du montage. Elle peut prendre n'importe quelle valeur entre un court-circuit et l'infini (un circuit ouvert).



Le thermostat à TDA 1024.

La réalisation du thermostat

Il faut commencer par se procurer les composants dont la nomenclature est indiquée figure 3. Le triac sera un modèle 400 V et d'intensité compatible avec le circuit commandé. Ainsi, pour un radiateur électrique de 1 kW, un 6 A suffira puisqu'il faut 5 A sous 220 V pour faire cette puissance. Pour un

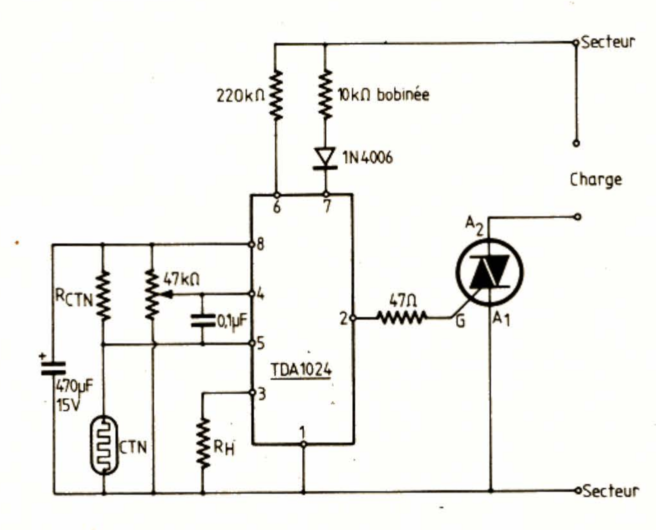


FIGURE 2. – Le TDA 1024 utilisé en thermostat d'ambiance (voir texte pour RCTN et RH).

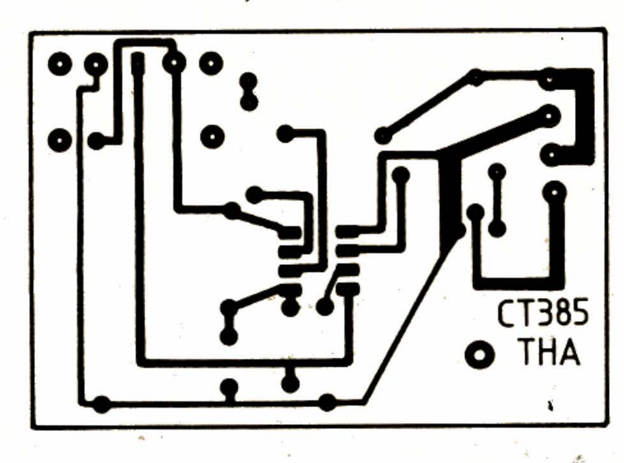


FIGURE 4. – Le circuit imprimé vu côté cuivre, échelle 1.

Nombre	Repère	Type
1		TDA 1024
1		1N4006 ou diode 600 V 1 A
1		Triac 400 V X ampères (X selon charge, voir texte)
1		Condensateur mylar 0,1 µF, 100 V
1		Condensateur chimique 470 µF 15 V
2		Résistances 1/2 W 5 % : 1 × 47 Ω, 1 × 220 kΩ
1	R_H	Résistance 1/2 W 5 % 560 Ω (voir texte)
1	R_{CTN}	Résistance 1/2 ou 1/4 W 5 % (voir texte pour valeur)
1	CTN	Résistance de valeur supérieure à 100 Ω (voir texte)
1		Résistance bobinée 10 kΩ 4 W
1		Support 8 pattes
1		Radiateur pour le triac
1		Bornier pour CI, 4 plots, pas de 5 mm
1		Potentiomètre 47 kΩ linéaire, sans inter, montage sur CI

FIGURE 3. – Nomenclature des composants du thermostat.

2 kW, un modèle 12 A sera utilisé (un 10 A suffit aussi, mais c'est un peu juste et il vaut mieux prévoir une marge de sécurité).

Pour la résistance RH, vous pouvez expérimenter diverses valeurs, en ce qui nous concerne nous avons mis 560 Ω, ce qui donne une hystérésis de 2 ou 3 degrés, valeur tout à fait normale pour un thermostat.

La CTN peut avoir n'importe quelle valeur mais il faut éviter les modèles de résistance inférieure ou égale à 100 Ω car ils font alors consommer trop de courant sur la patte 8 du TDA. Un modèle 1 kΩ ou 10 kΩ convient par contre très bien.

La résistance RCTN est très facile à déterminer. Il suffit de prendre une valeur égale ou approchant celle de votre CTN à la température que vous voulez placer au centre de la plage de réglage du thermostat. Prenons un exemple pratique : soit une CTN de 10 kΩ à 25 °C (la valeur est en général donnée à cette température). Si vous voulez que 25° C corresponde à la position médiane du potentiomètre, vous prendrez RCTN = 10 kΩ. Si vous voulez en revanche que la position médiane du potentiomètre corresponde à 0 °C, vous tremperez la CTN dans de la glace fondante et mesurerez sa résistance à l'hommètre, ce qui vous donnera la valeur de RCTN.

Le montage fait appel à un circuit imprimé simple face au tracé très simple visible figure 4. Il peut être réalisé par tout moyen à votre convenance, mais vous ne devez en aucun cas diminuer la largeur des pistes allant du bornier aux pattes du triac car un courant important peut y circuler.

L'implantation des composants est visible figure 5. Le circuit intégré sera monté sur support si vous n'avez pas l'habitude de souder ce genre de composant. La résistance de puissance sera montée à quelques millimètres au-dessus du circuit imprimé pour faciliter son refroidissement, elle dégage en effet un peu plus de 2 W. Un bornier à vis sera très utile pour les quatre points de raccordement au secteur et à la charge mais cela n'a rien d'impératif.

Le dessin du CI que nous avons prévu permet le montage d'un potentiomètre spécial pour circuit imprimé, dont nous utilisons le canon de fixation pour tenir tout le montage dans son boîtier. Le triac sera muni d'un radiateur en

rapport avec la charge à commander. Le modèle visible sur nos photos convient jusqu'à 2 ou 3 A, au-dessus il est prudent de prévoir plus gros.

La CTN pourra être montée directement sur le circuit imprimé ou être déportée à l'endroit où l'on souhaite capter la température.

Avertissement

Ce montage étant relié directement au secteur, il y a risque d'électrocution si vous touchez un composant pendant qu'il est connecté. En conséquence, nous vous recommandons :

– d'installer ce montage dans un boîtier en plastique ou, si le boîtier est métallique, de soigner l'isolement du montage par rapport à celui-ci ;

– de ne pas permettre de contact direct avec la CTN qui pourra avantageusement être noyée dans une goutte de résine (colle Araldite par exemple). Cela n'aura pour effet que d'augmenter un peu son inertie thermique, ce qui n'est pas bien gênant ;

– d'utiliser un potentiomètre avec axe en plastique et de bien vérifier que son canon fileté est isolé de ses trois bornes. Si ce n'est pas le cas, il ne faut pas fixer le montage par le canon du potentiomètre.

Evitez, enfin et surtout, ce geste habituel de l'électronicien qui met son doigt sur les divers composants d'un montage pour voir si ça chauffe...

Un interrupteur photosensible

Compte tenu des explications que nous venons de vous donner, il est évident que vous pouvez concevoir n'importe quel montage différent de notre thermostat avec le TDA 1024, simplement en changeant le capteur. L'interrupteur photosensible que nous vous proposons maintenant ne fait pas exception à cette règle sauf sur un point.

Ce montage a pour fonction d'allumer la lumière lorsque la luminosité ambiante tombe en dessous d'un certain seuil préréglé par vos soins. Il utilise donc comme capteur une LDR, c'est-à-dire une résistance sensible à l'éclairement (LDR = Light Dependent Resis-

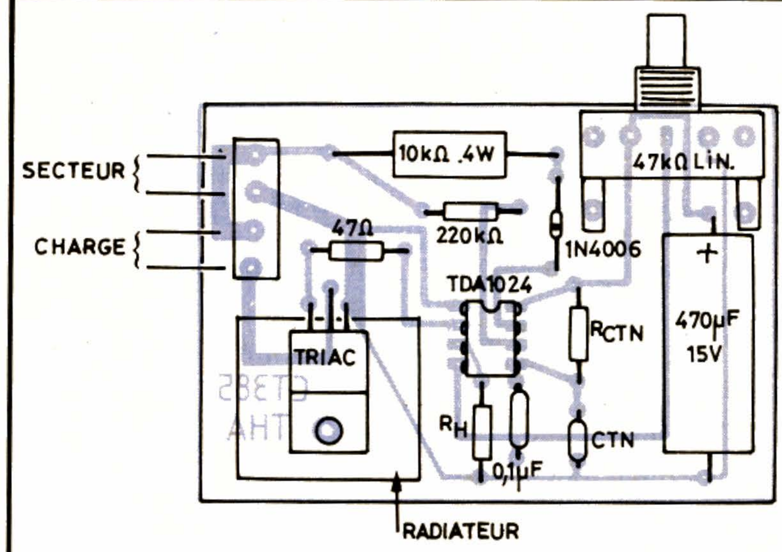


FIGURE 5. – Implantation des composants du thermostat.

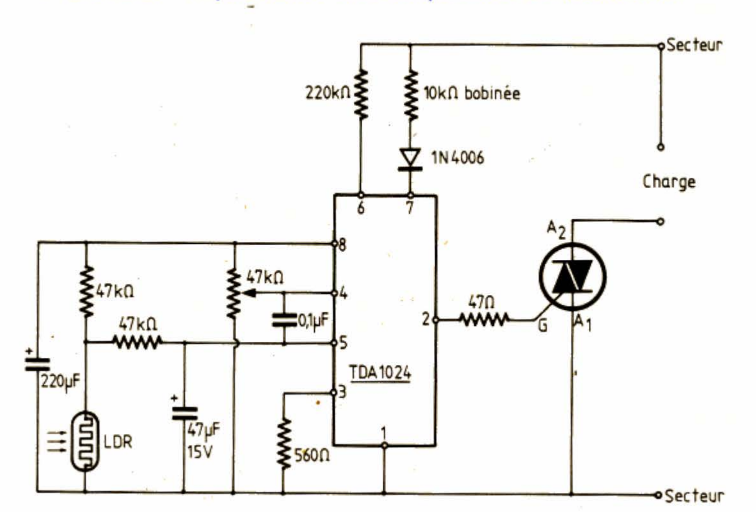
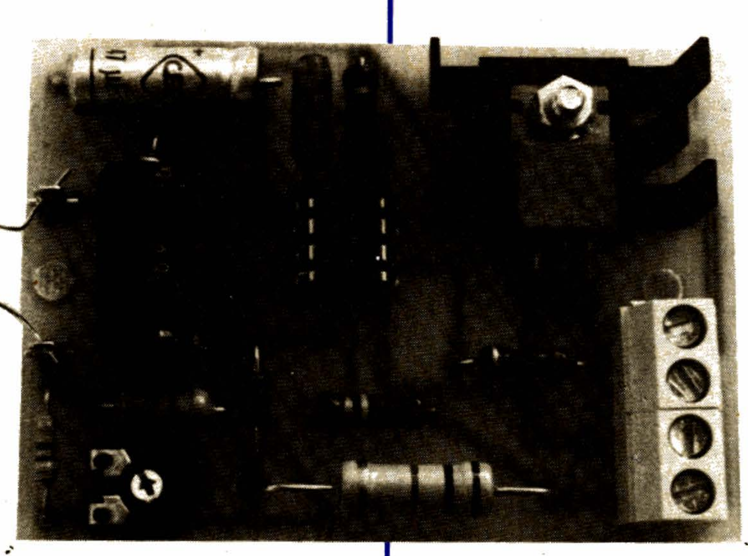


FIGURE 6. – Le TDA 1024 utilisé en interrupteur photosensible.



L'interrupteur photosensible à TDA 1024.

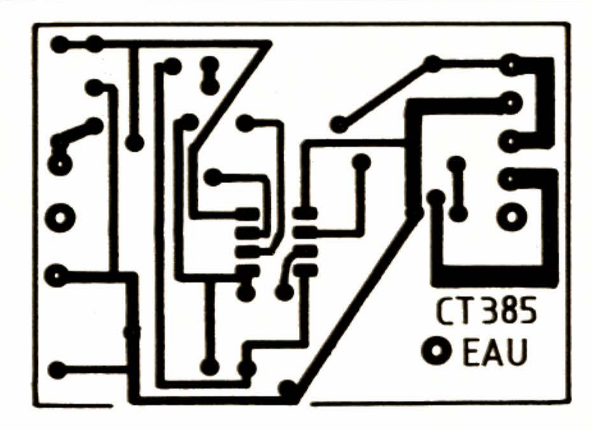


FIGURE 8. – Circuit imprimé de l'interrupteur, vu côté cuivre, échelle 1.

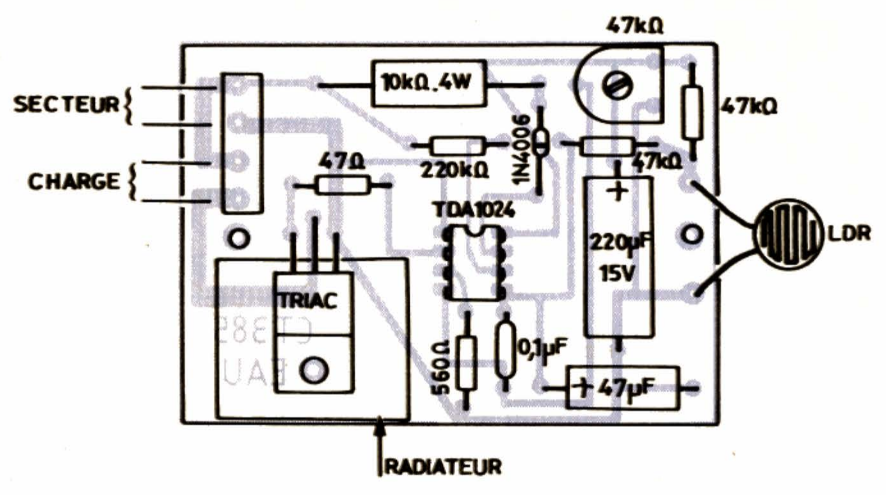


FIGURE 9. – Implantation des composants de l'interrupteur photosensible.

tor), et son schéma vous est proposé figure 6. La seule différence importante par rapport au thermostat est la présence en série dans la liaison avec la patte 5 du CI, d'un réseau RC 47 kΩ – 47 µF qui permet de donner de l'inertie au montage puisqu'il s'oppose à toute variation rapide de tension sur cette patte 5. La raison de sa présence se justifie par le fait qu'il ne faut pas que le montage réagisse à une variation brève de luminosité due, par exemple, à un obstacle passant devant la LDR. Il vous est d'ailleurs possible de jouer sur les valeurs de ces éléments dans un sens ou dans l'autre pour accroître ou diminuer cette inertie « artificielle ».

Pour les plus observateurs d'entre vous, précisons que le chimique qui fait un 470 µF sur le thermostat n'est ici que de 220 µF pour une simple raison de place sur le circuit imprimé...

Nombre	Type
1	TDA 1024
1	1N4006 ou diode 600 V 1 A
1	Triac 400 V X A (X selon charge, voir texte)
1	Condensateur mylar 0,1 µF 100 V
2	Condensateurs chimiques : 1 × 220 µF 15 V, 1 × 47 µF 15 V
5	Résistances 1/2 W 5 % : 1 × 47 Ω, 1 × 560 Ω, 2 × 47 kΩ, 1 × 220 kΩ
1	Résistance bobinée 10 kΩ 4 W
1	LDR type LDR03, LDR05 ou LDR07
1	Potentiomètre ajustable pour CI de 47 kΩ, modèle couché
1	Support 8 pattes
1	Radiateur pour le triac
1	Bornier pour CI, 4 plots, pas de 5 mm

FIGURE 7. – Nomenclature des composants de l'interrupteur photosensible.

Réalisation

La nomenclature des composants vous est proposée figure 7. Concernant le triac, les mêmes remarques que celles faites pour le thermostat restent valables. Il en est de même pour la réalisation qui peut être menée à bien en utilisant le circuit imprimé de la figure 8 et le plan d'implantation de la figure 9.

Ici aussi, le fonctionnement est immédiat à la mise sous tension ; il suffit seulement d'ajuster le potentiomètre compte tenu des caractéristiques de la LDR utilisée et des conditions d'éclairage ambiant.

A ce propos, rappelons qu'un montage de ce type ne vaut que ce que vaut l'installation de son capteur et, si vous souhaitez des déclenchements fiables, il sera souhaitable d'étudier soigneusement l'implantation de la LDR afin qu'elle ne puisse pas être obscurcie ou éclairée par autre chose que par la lumière ambiante...

L'avertissement relatif aux précautions à prendre reste bien évidemment valable pour ce montage, mais nous préférons vous le rappeler afin d'avoir la conscience tranquille...

Conclusion

Compte tenu de son faible prix et de sa facilité de mise en œuvre, le TDA 1024 peut raisonnablement remplacer les thermostats et autres dispositifs électromécaniques avec une fiabilité et une souplesse d'emploi bien supérieures. Ces deux petites réalisations en sont un exemple frappant.

C. TAVERNIER

LA PAGE DU MINITEL

Minitel 1 « en kit ». A droite la carte moniteur, au centre la carte modem et, devant le clavier, la carte informatique.

Après avoir vu dans notre précédent numéro comment interfacer un Minitel sur une liaison série RS 232, nous vous proposons aujourd'hui d'étudier les diverses possibilités d'emploi de Minitel en tant que terminal informatique avec la description des multiples codes de commande reconnus par ces appareils.

L'état initial de Minitel

A la mise sous tension, un certain nombre de connexions sont préétablies entre les divers sous-ensembles qui composent Minitel. Ces connexions peuvent se résumer de la façon suivante : clavier vers modem, modem vers écran, bouclage au niveau du modem – ce qui revient donc en fait à avoir clavier vers écran –, clavier vers prise péri-informatique, prise péri-informatique vers écran.

Dans ces conditions, les caractères que vous frappez au clavier apparaissent sur l'écran et sont envoyés vers la prise péri-informatique. Pour parler correctement, vous fonctionnez en « half duplex », ce qui signifie que si votre ordinateur ou la carte à laquelle est connecté Minitel est prévu(e) pour fonctionner en « full duplex », ce qui est généralement le cas, tous les caractères que vous frapperez seront visualisés en double sur l'écran.

D'autre part, et comme indiqué le mois dernier, la vitesse des échanges sur la prise péri-informatique est fixée à 1 200 bauds.

Un certain nombre de codes de contrôle permettent de changer certaines fonctions de Minitel, codes que nous nous proposons de vous présenter maintenant.

Comment changer de vitesse

Tout d'abord, rappelons à ceux d'entre vous qui ne le savent pas encore que la touche de fonction « sans nom » est la touche « shift » des claviers informatiques classiques. Actionnée en même temps qu'une autre touche, elle permet d'obtenir le caractère inscrit au dessus de celle-ci. Rappelons aussi que Minitel dispose des lettres minuscules, il suffit pour cela d'actionner SHIFT en frappant une touche lettre.

Pour ceux d'entre vous qui ont des Minitel de première génération sur lesquels les caractères obtenus avec la touche SHIFT n'étaient pas inscrits (ce qui, soit dit en passant, était très astucieux !), la figure 1 précise ce que peut vous donner la touche SHIFT. Cela étant vu, revenons-en à nos caractères de contrôle avec tout d'abord le plus important : le moyen de changer la vitesse de travail de la prise péri-informatique.

Pour changer cette vitesse, il suffit d'actionner la touche SHIFT et la touche CORRECTION (simultanément bien sûr), et de frapper ensuite deux chiffres correspondants, pour le premier, à la vitesse des échanges dans le sens Minitel vers prise, et pour le second, au sens inverse, c'est-à-dire prise vers Minitel. Ces chiffres servent à coder les diverses vitesses de la façon suivante :

– 1 pour 75 bauds,
– 2 pour 300 bauds,
– 4 pour 1 200 bauds.

TOUCHES UTILISEES	DESIGNATION	
[ ] + [Connexion fin]	Séquence envoyée vers la prise péri-informatique exclusivement	
[ ] + [Répétition]	T2	séquence permettant la procédure de correction d'erreur
[ ] + [CORRECTION]	T1	vitesse d'échange avec un périphérique (2 ch.)
[ ] + [Sommaire]	^	accent circonflexe
[ ] + [Guide]	..	tréma
[ ] + [Annulation]	\	– barre de fraction inversée
[ ] + [Retour]	´	accent aigu
[ ] + [Suite]	`	accent grave
[ ] + [,]	<	– inférieur
[ ] + [.]	>	– supérieur
[ ] + [']	@	– a commercial
[ ] + [;]	+	– plus
[ ] + [-]	=	– égal
[ ] + [:] ou [★]	★	– astérisque
[ ] + [?]	/	– barre de fraction

TOUCHES UTILISEES		DESIGNATION
[ ] + [A] à [Z]	a–z	– minuscules
[ ] + [1]	!	– point d'exclamation
[ ] + [2]	"	– guillemets
[ ] + [3] ou [#]	#	– dièze
[ ] + [4]	$	– signe monétaire
[ ] + [5]	%	– pour cent
[ ] + [6]	&	– et
[ ] + [7] ou [']	'	– apostrophe
[ ] + [8]	(	– parenthèse ouverte
[ ] + [9]	)	– parenthèse fermée
[ ] + [★]	[	– crochet ouvert
[ ] + [0]	↑	– flèche verticale
[ ] + [#]	]	– crochet fermé
[ ] + [envoi]	RC	– retour chariot

FIGURE 1. – Les caractères que l'on peut obtenir grâce à la touche SHIFT.

Changement des aiguillages internes

Minitel est divisé en un certain nombre de modules fonctionnels, chacun d'entre eux recevant un code selon le tableau de la figure 2. En utilisant ces codes et une séquence de commande particulière, il est possible de modifier les aiguillages internes prédéfinis à la mise sous tension. Ces commandes ont pour format :

– 1B 3A code commande code récepteur code émetteur.

Les codes de commande sont 60, pour que le module émetteur n'émette plus vers le récepteur spécifié, et 61, pour que le module émetteur émette vers le récepteur spécifié (ces deux codes sont exprimés ici en hexadécimal).

Ainsi, pour couper la liaison clavier vers modem et faire ainsi fonctionner Minitel en terminal full duplex, il faut lui envoyer par la prise péri-informatique la séquence de codes hexadécimaux suivante :

– 1B 3B 51 5A.

Pour éviter des conflits dans ces changements d'aiguillages, il est possible de demander à tout instant à Minitel les états des divers modules. Pour cela, il faut lui envoyer la séquence 1B 3A 62 suivie du code récepteur ou émetteur du module concerné. Minitel répond alors par la séquence : 1B 3B 63 code émetteur ou récepteur du module suivi d'un octet d'état ; le contenu de cet octet est précisé figure 3 et permet donc de savoir quelles sont les liaisons internes établies.

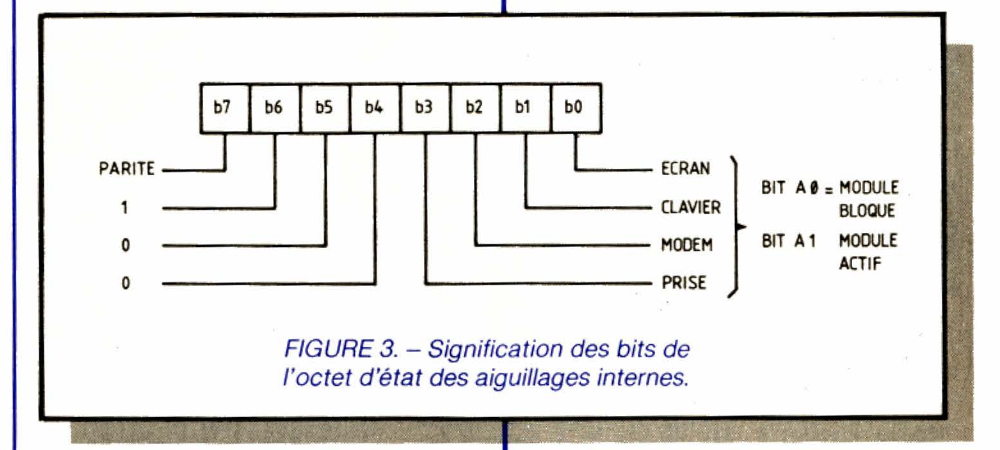


FIGURE 3. – Signification des bits de l'octet d'état des aiguillages internes.

FIGURE 2

MODULE FONCTIONNEL	CODE EMETTEUR	CODE RECEPTEUR
Visualisation (écran)	50	58
Clavier	51	59
Modem	52	5A
Prise péri-informatique	53	5B

Les codes d'identification des divers modules fonctionnels des Minitels.

Connexions et déconnexions sur commande

Ainsi que nous l'avons expliqué le mois dernier, il est possible d'utiliser le modem d'un Minitel à partir d'un micro-ordinateur. Pour ce faire, il est inutile d'actionner la touche CONNEXION/FIN, car cette action peut être commandée par un code de contrôle. Il suffit, en effet, d'envoyer à Minitel, par la prise péri-informatique, la séquence 1B 39 68 pour provoquer une demande de connexion (ce qui équivaut à un appui sur CONNEXION/FIN), tandis que la séquence 1B 39 67 provoque la déconnexion.

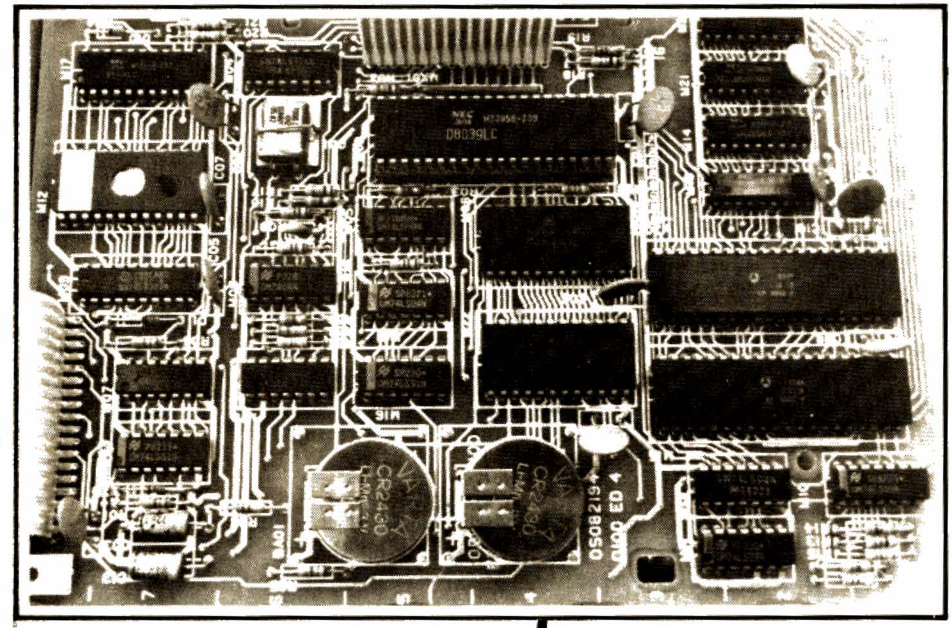
Commandes de modes de fonctionnement de Minitel

Outre les fonctions un peu particulières que nous venons d'évoquer, il est possible de changer certains modes de fonctionnement des terminaux Minitel, toujours au moyen de codes envoyés sur la prise péri-informatique. La procédure à utiliser est la suivante : il faut envoyer la séquence 1B 3A 69 XX pour mettre en marche un mode, ou 1B 3A 6A XX pour arrêter un mode. Dans ces expressions, XX représente une des données suivantes :

– 42 pour le passage en 80 colonnes (non disponible sur les Minitels actuels) ;
– 43 pour le passage de l'écran en mode rouleau ;
– 44 pour la procédure de correction d'erreur (ne concerne en principe que les serveurs) ;
– 46 pour la mise en marche de la loupe dans la partie haute de l'écran ;
– 47 pour la mise en marche de la loupe dans la partie basse de l'écran.

Le retournement du modem

Ainsi que nous l'avons expliqué le mois dernier, certains Minitels disposent d'un modem retournable, c'est-à-dire d'un modem capable d'émettre à 1 200 bauds et de recevoir à 75 bauds. Le retournement du modem peut être ordonné par le serveur auquel Minitel est connecté, mais il peut aussi être demandé à partir de la prise péri-informatique grâce à des codes particuliers. La séquence 1B 39 6C ordonne au modem d'émettre à 1 200 bauds et de recevoir à 75 bauds, tandis que la séquence 1B 39 6D provoque le retournement inverse, c'est-à-dire le retour à la situation normale. Rappelons que tous les Minitels ne sont pas dans ce cas et qu'un Minitel à modem retournable est, en principe, identifié grâce à la lettre R suivant sa référence sur sa plaque signalétique.

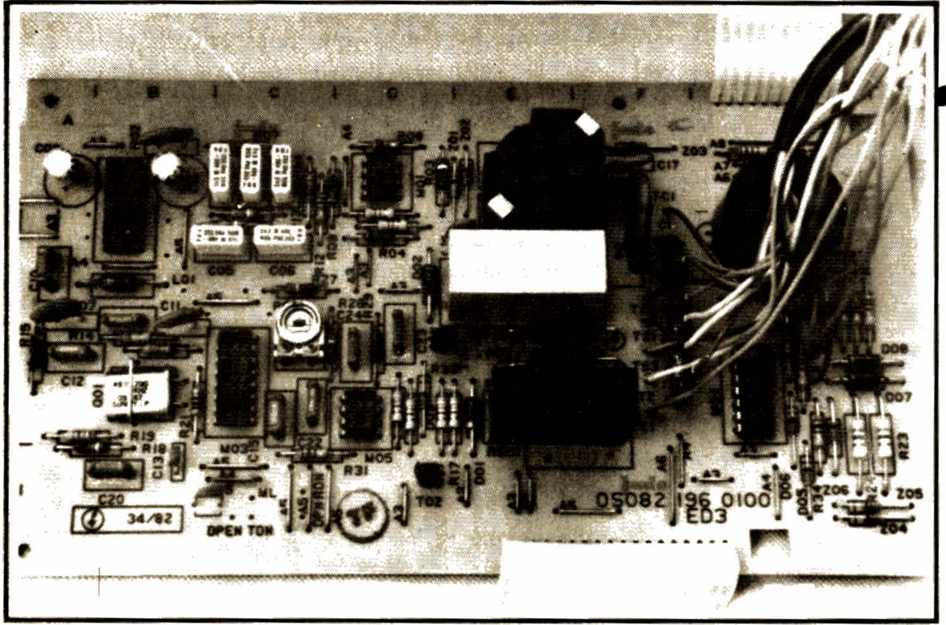


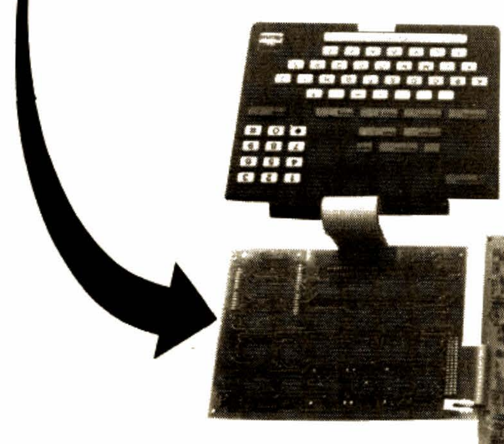
La carte informatique de Minitel 1. ▲

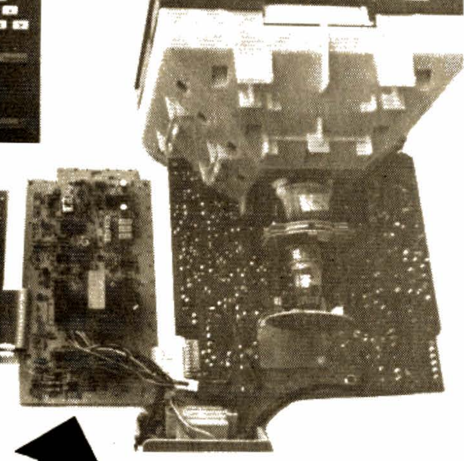
Conclusion

Nous en resterons là avec la présentation de ces codes de commandes qui vous permettent de tirer le maximum de votre Minitel, tant en utilisation comme terminal de micro-ordinateur que comme « Minitel intelligent », piloté

La carte modem de Minitel 1. ▼







Les possibilités offertes sont intéressantes, ce qui fait regretter d'autant plus amèrement certaines lacunes du clavier telles que le fait de devoir actionner SHIFT et ENVOI pour obtenir le retour chariot, si fréquent en informatique, ou encore le fait de ne pouvoir déverrouiller le mode majuscule. Malgré cela, si vous êtes dans une zone d'annuaire électronique où, rappelons-le, Minitel peut être mis gratuitement à votre disposition en échange de l'annuaire papier, son rapport qualité prix est infini puisque son prix est nul ; vous auriez donc bien tort de faire la fine bouche. Ceci est d'autant plus vrai que nous verrons, le mois prochain, d'autres possibilités très intéressantes.

C. BUGEAT

Notre courrier technique

par R.A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

• Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.

• Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.

• Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.

• Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).

• Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR-03.02 : M. Claude PASCALET, 14 BAYEUX :
1° nous entretient de groupements de haut-parleurs et de puissance BF ;
2° désire connaître les caractéristiques de divers transistors japonais ;
3° nous demande conseil concernant le montage des transistors de puissance.

1° Nous sommes désolés, mais nous sommes très embarrassés pour vous répondre valablement car votre question est posée d'une façon vraiment peu claire.
Si vous disposez d'une puissance de 1 W (la fréquence n'a rien à voir dans l'affaire) avec un haut-parleur de 2 W, le haut-parleur ne peut reproduire que la puissance de 1 W qui lui est fournie. Si vous utilisez deux haut-parleurs de 1 W, la puissance sonore diffusée ne sera toujours que de 1 W, c'est-à-dire correspondant à la puissance BF disponible. Pour obtenir 2 W de puissance sonore avec deux haut-parleurs de 1 W, il faut essentiellement que l'amplificateur BF fournisse cette puissance de 2 W.
En outre, dans le cas de plusieurs haut-parleurs utilisés ensemble, il faut bien veiller à ce que leurs connexions soient faites en phase.
2° Caractéristiques maximales des composants suivants :
2SA 473 : silicium PNP ; Pc = 10 W ; Ic = 8 A ; Vcb = 30 V ; Veb = 5 V ; Vce = 25 V ; h fe = 40 à 400 pour Ic = 500 mA et Vcb = 1 V ; Ft = 200 MHz.
A 233 : germanium PNP ; Pc = 60 mW ; Ft = 220 MHz ; Vcb = 25 V ; Vce = 18 V ; Veb = 0,3 V ; Ic = 10 mA ; h fe = 50 pour le = 1 mA et Vcb = 12 V.
A 733 : silicium PNP ; Pc = 250 mW ; Ft = 180 MHz ; Vcb = 50 V ; Vce = 40 V ; Veb = 5 V ; Ic = 100 mA ; h fe = 205 pour le = 1 mA et Vcb = 6 V.
A 719 : silicium PNP ; Pc = 400 mW ; Ft = 200 MHz ; Vcb = 30 V ; Vce = 25 V ; Veb = 5 V ; Ic = 500 mA ; h fe = 90 pour le = 500 mA et Vcb = 10 V.
C 790 : silicium NPN ; Pc = 25 W ; Ic = 3A ; Vcb = 50 V ; Veb = 5 V ; Vce = 40 V ; h fe = 40 à 240 pour Ic = 500 mA et Vcb = 2 V ; Ft = 5 MHz.
C 317 : silicium NPN ; Pc = 625 mW ; Ft = 95 MHz ; Vcb = 160 V ; Vce = 160 V ; Veb = 5 V ; Ic = 100 mA ; h fe = 10 pour le = 5 mA et Vcb = 10 V.
C 828 : silicium NPN ; Pc = 250 mW ; Vcb = 45 V ; Vce = 45 V ; Veb = 5 V ; Ic = 50 mA ; h fe = 65 pour le = 2 mA et Vcb = 5 V.
3° Certains transistors n'ont pas à être isolés électriquement du châssis ou du refroidisseur ; il n'y a donc pas besoin d'intercaler une plaque de mica. Par contre, pour les transistors qui doivent être isolés électriquement de la masse, la feuille de mica est indispensable ; quant à la vis de fixation, elle doit bien évidemment être isolée aussi par deux rondelles et un « coussinet » (tube) également isolants.

RR – 03.03 : M. Maurice ROMAGNY, 39 DOLE :
1° sollicite divers renseignements au sujet du montage vérificateur de quartz publié dans notre n° 1701, page 11 ;
2° a des ennuis avec l'amplificateur pour casque décrit dans le n° 1644, page 252.

1° Dans le montage de la figure RR-11.11, page 114, n° 1701, le composant Ch/R 100 est une bobine d'arrêt HF du type R 100. Cette bobine bloque sur une bande de fréquences très large de l'ordre de 100 kHz à 30 MHz ; son coefficient de self-induction est de 2,5 mH et elle se présente sous la forme de 4 enroulements en nids d'abeilles connectés en série sur un bâtonnet de stéatite. L'amateur ne peut pas confectionner lui-même une telle bobine d'arrêt, mais c'est un modèle très couramment vendu dans le commerce (type R 100 ou correspondant).
La sortie du montage peut se relier à un oscilloscope, certes, mais il est préférable d'utiliser un fréquencemètre qui indique en outre la fréquence de résonance du quartz en essai (oscillation sur fondamentale ou sur overtone).
2° L'amplificateur pour casque décrit dans le n° 1644, page 252, n'est pas en cause dans votre problème ; en fait, cet amplificateur délivre une puissance très amplement suffisante pour alimenter un casque.

C'est le casque que vous utilisez qui est d'une impédance beaucoup trop élevée dans le cas présent. Il vous faudrait employer un casque 2 × 8 Ω ou 2 × 16 Ω (et non pas 600 Ω !).

RR – 03.05 : M. Adrien WAQUET, 75009 PARIS, nous demande des renseignements :
1° au sujet de l'installation d'une éolienne (en campagne) ;
2° sur les convertisseurs de courant « continu/continu ».

1° Le schéma que vous nous demandez pour l'usage du compteur (Electronique Pratique n° 69, page 83) *comme compte-tours pour votre éolienne est précisément représenté sur la figure 2 de la page 85. L'aimant permanent actionnant l'ILS sera fixé sur l'axe de l'éolienne. Il reste bien entendu que l'ILS peut être installé à une distance relativement importante de la section électronique proprement dite.*
Concernant le régulateur électronique pour génératrice du courant continu décrit dans le n° 430 de Radio-Plans *(p. 51), il n'est pas du tout recommandé de couper l'alimentation du régulateur, d'abord parce que cela ne servirait pas à grand'chose du point de vue économie de courant, ensuite parce que vous n'auriez aucune régulation au moment du redémarrage de l'éiolienne.*
2° Lorsqu'il s'agit d'obtenir une tension inférieure à la batterie, il n'est pas nécessaire de faire appel à un convertisseur continu-continu ; un simple réducteur de tension stabilisée suffit. Un montage de ce genre convenant pour une intensité allant jusqu'à 2 A a été représenté sur le n° 1606 du Haut-Parleur *(page 150) pour des tensions de 6, 7,5 ou 9 V (selon la diode de référence choisie).*
C'est dans le cas de l'obtention d'un potentiel supérieur à la tension de la batterie qu'il est nécessaire de faire appel à un montage convertisseur (oscillateur, transformateur, redressement et filtrage). Les caractéristiques d'un tel ensemble dépendent évidemment de la tension et de l'intensité à obtenir.

RR – 03.06 : M. Paul LATOUR, 81 GRAULHET :
1° nous entretient de l'installation d'une antenne de réception ;
2° désire connaître les caractéristiques de différents transistors.

1° Il n'y a hélas pratiquement aucune solution valable au problème que vous nous posez.
En effet, toute antenne fouet « ground plane » a fatalement une fréquence de résonance propre (1/4 d'onde). Cette fréquence de résonance peut être comprise entre 9 et 22 MHz... mais elle ne peut pas aller de 9 à 22 MHz ! Il faudrait donc choisir une seule fréquence dans cette bande et dimensionner l'antenne-fouet en conséquence.
En dehors de la fréquence choisie, l'antenne sera désadaptée, les pertes dans le câble coaxial de descente seront importantes (T.O.S. élevé) et les réceptions seront très affaiblies.
Il en irait d'ailleurs de même avec un doublet qui, lui aussi, présente une fréquence de résonance propre !
Dans le cas de larges bandes de fréquences à recevoir, le mieux est l'utilisation d'une antenne apériodique filaire en L (voir Haut-Parleur *n° 1681, page 166).*
Vous pourriez aussi essayer une antenne O.C. active du commerce (développement filaire restreint avec préamplificateur incorporé).
2° Caractéristiques maximales des transistors :
2N 5686 : *silicium NPN ; Pc = 300 W ; Ic = 50 A ; Ib = 15 A ; Vcb = 80 V ; Veb = 5 V ; Vce = 80 V ; h fe = 15 à 60 pour Ic = 25 A et Vcb = 2 V ; R th j-c = 1,7 W°C.*
BUX 20-50 : *silicium NPN ; Pc = 250 W ; Ic = 50 A ; Ib = 10 A ; Vcb = 160 V ; Veb = 7 V ; Vce = 125 V ; h fe = 20 à 60 pour Ic = 20 A et Vcb = 2 V ; Ft = 8 MHz ; R th j-c = 1,4 W/°C.*
2N 5778 : *Phototransistor (Darlington) ; Pd = 200 mW ; C/E-Vceo = 40 V ; Ic = 250 mA ; Id = 100 nA ; Vce = 12 V ; Il = 500 µA (minimum) ; Ee = 2 mW/cm² à Vce = 5 V ; temps de réponse = 250 µs ; gain en courant minimum (h fe) = 2500 pour Vce = 5 V et Ic = 500 µA ; gamme de température = 60 à 69° C max.*

RR – 03.07 : M. Daniel CHEMINAL, 48 MENDE :
1° possède plusieurs schémas d'amplificateurs BF avec circuit intégré TDA 2030 et s'interroge sur le rôle des diodes montées en sortie qui, selon lui, doivent complètement écrêter les signaux audio ;
2° désire prendre connaissance de divers montages d'effets spéciaux BF.

1° Votre erreur provient du fait que la sortie 4 du TDA 2030 est au potentiel zéro, c'est-à-dire situé à mi-chemin entre + Vcc et – Vcc, puisque ce circuit intégré est à alimentation symétrique.
En d'autres termes, si l'on prend Vcc = ± 24 V, les diodes 1N 4001... ne commenceront à conduire (et à écrêter) que pour des alternances BF de sortie dont les crêtes atteindront ou dépasseront 24 V !
2° Des montages d'effets spéciaux BF ont été publiés dans les revues suivantes :
Pédale de guitare fuss, sustain, noise gate : Haut-Parleur *n° 1656, p. 155.*
Fuzz pour guitare : Haut-Parleur *n° 1638, p. 219 ;* Radio-Plans *n° 420, p. 60 ;* Electronique Pratique *n° 76, p. 79.*
Pédale de trémolo : Radio-Plans *n° 393, p. 18 et n° 420, p. 59.*
Trémolo électronique : Haut-Parleur *n° 1691, p. 97.*
Flanger : Haut-Parleur *n° 1665, p. 108.*
Réverbérateur, Flanger CR 80 : Radio-Plans *n° 424 (p. 69), n° 425 (p. 83) et n° 426 (p. 85).*

RR – 03.08-F : M. Gérard DAVIER, 61 FLERS, désire connaître les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés CA 3011 et TAA 661 B.

Voici les renseignements demandés :
CA 3011 : amplificateur large bande ; alimentation = 7,5 V ; Pd = 187 mW ; bande de fréquences à 3 dB : de 100 kHz à 20 MHz ; gain en tension minimum = 65 dB ; figure de bruit = 8,7 dB ; impédance d'entrée = 3 kΩ ; impédance de sortie = 31 kΩ. Brochage : voir figure RR-03.08 où nous avons :
1 et 3 = entrées ; 2 et 4 = correction de fréquence, 5 = sortie ; 6, 7 et 9 = connexions internes (ne pas utiliser) ; 8 = masse ; 10 = + Vcc.
TAA 661 B : amplificateur limiteur FI et démodulateur FM symétrique à coïncidence (gamme de 30 à 40 MHz). Vcc = 6 à 15 V ; Pd = 600 mW ; courant total consommé = 10 à 17 mA ; tension BF de sortie max = 1,2 V (pour une tension FI d'entrée de 10 mV et ΔF de ± 50 kHz).
Brochage : voir figure RR-03.08.

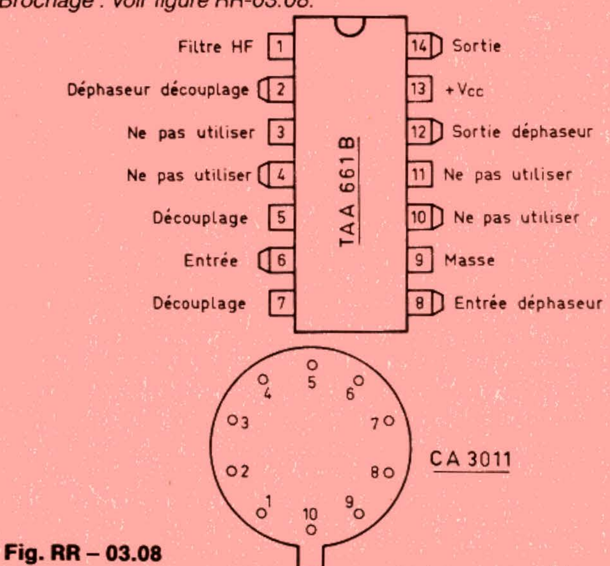


Fig. RR – 03.08



avec P.N.S. International protégez-vous à des prix vraiment professionnels

GARANTIE JUSQU'A 3 ANS

Magasin ouvert tous les jours sauf dimanche

Remise supplémentaire aux PROFESSIONNELS et commande groupée

Tél. (1) 822 24 50 (4 lignes groupées)

POUR OBTENIR CES PRIX PROMOTIONNELS faites vous reconnaitre comme TECHNICIENS, LECTEURS DE RADIO PLANS

STOP AGRESSION

MATRAQUES DE DEFENSE (avec dragone)

1° TELESCOPIQUE métallique, repliée 16 cm, dépliée 40 cm .... 190 F

2° NERF de BŒUF .... 130 F

BOMBE à gaz neutralisant. Grand modèle .... Promotion 70 F

Ces parapluies (réels) se transforment, en dégainant, en CANNE EPEE .... 980 F

PARAPLUIE FUSIL .... 1 350 F

PARAPLUIE EPEE .... 980 F

CANNE FUSIL .... 1 290 F

CANNE EPEE .... 980 F

HF 25 RADAR enfichable autoprotégé

1 950 F promo : 1 150 F

Portée 25 m × 15 avec autoprotection. Réglage. Traverse petite cloison et vitre. **Idéal pour pavillon.** Alimentation 11 à 15 V.

GARANTIE 2 ANS

BARRIERE INFRAROUGE

de 0 à 3 m
Existe en 5 m

584 F — 20 % = **467,20 F**

SPECIAL VITRINE et PAVILLON RADAR G

- Appareil étonnant aux nombreuses applications
- Allumage de vitrines au passage de piétons.
- Eclairage automatique de locaux en présence de mouvements
- Pré-détection d intrusion par allumage des lumières
- Aucune installation
- Dim 198 × 127 × 66 mm

1 350 F — 22 % = **1050 F**

TABLEAU D'EXTENSION A 4 ZONES MM 4

Ce tableau permet, à partir d'une centrale d'alarme PNS 02 de disposer de 4 zones sélectionnables supplémentaires, voyant de mémorisation d'alarme et un interrupteur de sélection autoprotégé.

CIRCUIT SEUL
700 F — 15 % = **595 F**

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE A MICRO-PROCESSEUR (agréé PTT)

Programmation simplifiée par roues codeuses, coffret autoprotégé, préfixe 16, deux numéros d'appel. Adaptable sur toutes centrales. (Compte tenu de la législation en vigueur nous ne commercialisons pas les appareils non homologués par les PTT.)

TRANSMETTEUR MESSAGE PARLE. DEUX NUMEROS.

PRIX PROMOTIONNEL

3 750 F — 30 % = **2 625 F**

ULTRASCAP contre... LES RATS

RESTAURATEUR - COOPERATIVES SUPERMARCHES - EPICERIES - etc.

PROTEGEZ vos denrées alimentaires contre les rongeurs.

APPAREIL A ULTRASONS efficace jusqu'à 100 m en champ libre. Eloigne les rongeurs des zones de stockage

1 250F — 28 % = **899 F**



CATALOGUE 25 F remboursable au 1er ACHAT

CREDIT CETELEM SUR DEMANDE DE 4 à 36 MOIS

FACILITES « Maison » à partir de 1 800 F

CARTE BLEUE, ACCEPTEE

Chers clients ATTENTION !

Nos prix promotionnels sont valables un mois à dater de la parution de cette revue et risquent de ne pas être tous reconduits.

COFFRE-FORT avec serrure à combinaison électronique + Alarme incorporée

(100.000.000 combinaisons) déclenchant systématiquement UNE ALARME lorque le manipulateur commet plusieurs erreurs successives lors de l'affichage du CODE D'OUVERTURE. Présentation : peinture laquée beige, livré avec batteries. Dimensions : H.384, L. 499, P. 388. Poids : 50 kg

3 950 F

Modèle à emmurer 22 × 110

A PARTIR DE 650 F TTC

GYROPHARE ou FLASH

360 F

DETECTEUR PASSIF IR 772 12 m

Les détecteurs de rayonnement infra-rouge réagissent au rayonnement calorifique du corps d'un visiteur indésirable qui pénètre dans un local ainsi protégé. Des performances élevées, une grande fiabilité, il s'agit d'appareils compacts et de configuration peu encombrante, facile à installer et parfaitement adaptés à la protection des logements comme des ateliers ou bureaux.

MODELE IR 772 portée efficace de 12 m et 13 zones à éléments doubles.

998 F — 25 % = **798,40 F**

LA SIRENE PARLANTE

Sirène électronique 12 V.
Branchement sur tous systèmes d'alarme.
PLUS DISSUASIVE que sirène traditionnelle.
SUPER PUISSANTE.

Photo non contractuelle.

1 350 F — 15 % = **1147,50 F**

Nouveau modèle avec cassette incorporée permettant un enregistrement personnalisé de 20 secondes + ²203 F.

SIRENE ELECTROMECANIQUE

d'intérieur (108 dB)

80 F — 28 % = **57,60 F**

SIRENE ELECTRONIQUE

110 dB

235 F — 30 % = **164,50 F**

ENSEMBLE PORTIER VILLA

Comprenant : plaque de rue avec bouton d'appel.
— Combiné intérieur
— Bouton d'ouverture de la gache.
— Transfo.

1163 F

VOTRE PORTE BLINDEE EN KIT

(uniquement en magasin)

depuis **1865 F**

BLINDAGE A VOS MESURES .... 540 F

UNE SERRURE A 3 POINTS DE FERMETURE .... 1 325 F

(option pour serrure à 5 POINTS : 355 F)

UN JEU DE CORNIERES ANTIPINCE .... 240 F

10 POINTS DE PROTECTION CONTRE LA PINCE "MONSEIGNEUR"

PROMOTION SIRENE

Sous coffret métallique
— Auto-alimentée
— Autoprotégée

535 F

CLAVIER ELECTRONIQUE

de mise en route ALARME ou GACHE électrique. CODE INTERCHANGEABLE à volonté avec autoprotection et voyant de contrôle. Possibilité de mise en route à 3 issues différentes (3 claviers en parallèle).

590 F — 40 % = **354 F**

MINI MAGNETO « ESPION »

Déclenchement automatique par la voix.
Réglage du niveau d'enregistrement.
Prise pour micro et écouteur.

1150 F

SIRENE AVEC GYROPHARE

Incorporé ∅ 30 cm

850 F — 30 % = **595 F**

CENTRALE D'ALARME PNS 01 B à mémorisation d'alarme

Circuit d'alarme complet « PNS 01 B » (appartements, pavillons, magasins, etc.).

Chargeur pour batterie

Entrée 220 V ca protégé par fusible avec borne de mise à la terre.

Sortie 11 à 15 Vcc réglable par potentiomètre. Protégé électroniquement contre les courts-circuits. Tension continue filtrée et régulée. Fusible de protection contre inversion de polarité de la batterie.

Circuits d'entrées protégés contre les erreurs de câblage et parasites sur les lignes.

— 1 entrée normalement fermée immédiate

— 1 entrée normalement fermée temporisée, réglable.

Ces entrées peuvent recevoir en série contacts d'ouverture ou chocs radars hyperfréquences, ultra-sons, infrarouges, etc.

— 1 entrée en veille permanente pouvant recevoir en série contacts d'autoprotection, boucles anti-sabotage 24 h/24 h et boutons ou pédales antihold-up.

Sortie alimentation protégée par fusible pour détecteurs volumetriques.

Contrôle d'installation par 5 leds : 1. présence secteur ; 2. mémoire ; 3. état des boucles immédiates; 4. état des boucles temporisées ; 5. Témoin de mise en service.

fournie sans clé de commande.

GARANTIE 2 ANS

CENTRALE COMPLETE avec boîtier 995 F — 25 % = **746,25 F**

CENTRALE PNS 02 « Résidence » idéale pour pavillon

CENTRALE D'ALARME A 4 CIRCUITS : IMMEDIAT + TEMPORISE + AUTO-PROTECTION + SORTIE N/O

pour protection par 1 ou plusieurs volumétriques en plus ou en remplacement des contacts.

Armoire autoprotégée, contact à 3 positions.

Contrôle d'installation au moyen de 5 leds (présence secteur, mise en service, état des boucles immédiate et temporisée, contrôle batterie).

Chargeur pour batterie au plomb, plus puissant que celui de la Centrale PNS 01 (batterie conseillée 12 V 6 Ah).

Entrée 220 V protégée par fusible.

Sortie 11 à 15 Vcc protégée contre les courts circuits et inversion de polarité.

— 1 entrée normalement fermée immédiate

— 1 entrée normalement fermée retardée

— 1 entrée normalement fermée pour bouton panique, pédale d'alarme auto-protection 24 h /24 et capot sirène extérieure

— 1 entrée normalement ouverte immédiate (tapis contact)

— Sortie sirène 12 V

— Sortie radars (hyperfréquences, ultra-son, infrarouge, etc.)

— Sortie sirène auto-alimentée, auto-protégée

— Sortie contact auxiliaire pour branchement signalisation visuelle en 220 V/5 amp. (éclairage extérieur et intérieur pendant la durée de l'alarme).

GARANTIE 3 ANS

2 200 F — 30 % = **1540 F**

RADAR AUTONOME CR 15 E avec CENTRALE D'ALARME 4 zones

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU DETECTEUR CR 15 E. Son radar Doppler hyperfréquence émet des ondes radioélectriques qui se propagent dans la zone à protéger même à travers du bois, du tissu, ou des cloisons légères. Si un mouvement se produit, les ondes réfléchies sont captées par le radar qui analyse d'abord l'importance du mouvement et sa vitesse avant de déclencher l'alarme.

Le radar Doppler hyperfréquence qui équipe le CR 15 E, par sa faculté de détecter à travers le bois ou le tissu le rend aisément dissimulable dans un meuble, un placard ou derrière un rideau. **CENTRALE D'ALARME 4 ZONES COMMUTABLES.** Le CR 15 E à lui tout seul est un système d'alarme complet qui peut donc être mis en service immédiatement, sans aucun accessoire supplémentaire. Cependant, si vous décidez de réaliser une installation complète autour du CR 15 E, ou de renforcer votre installation par la suite, la centrale 4 zones incorporée vous permet de le faire sans aucune modification ni option. Le fait que les 4 zones de la centrale incorporée soient commutables vous permet par exemple de couper les radars pour ne laisser en service que la protection des issues : ainsi vous pourrez circuler, de même que vos animaux domestiques, sans déclencher l'alarme tout en retant protégé contre toute éventuelle intrusion. De plus, vous pourrez sélectionner suivant vos besoins les zones que vous désirez laisser sous surveillance, telles que cave, abris de jardin, atelier, etc. Le détecteur CR 15 E contient un chargeur automatique qui maintient constamment en charge la batterie sur laquelle repose la fiabilité de l'installation, en cas de coupure de secteur. **COMMANDE PAR UNE SERRURE DE SURETE** à clé cylindrique très difficile à reproduire et à frauder. **AUTOPROTEGE 24 HEURES SUR 24. — TEMPORISE A LA MISE EN MARCHE, A L'ARRET ET EN ALARME.** En cas d'alarme, les sirènes s'arrêtent automatiquement au bout de 3 minutes, si la cause du déclenchement a disparu, puis le système se remet en surveillance.

GARANTIE 2 ANS (sauf batterie)

3020 F

CENTRALE CU 12 M

PETITE CENTRALE D'ALARME à piles, protégée et contrôlée à chaque mise en service. Permet de recevoir : sirènes électromécaniques, contacts d'ouverture, contacts de chocs.

CENTRALE SEULE - 790 F — 25 % = **592,50**

CENTRALE PNS 03 B

3 zones sélectionnables autoprotégées SUR FACE AVANT

MEMORISATIONS SEPAREES DES ALARMES

Branchement possible de tous types de détecteurs (contacts, radars, tapis, etc.) AVEC TRANSMISSION d'alarme sonore, lumineuses ou téléphonique. La PNS 03 B est une centrale d'alarme comportant 2 zones instantanées, 1 zone temporisée, 1 zone d'auto-protection.

VOYANTS DE CONTROLE de BOUCLES et de MEMOIRE D'ALARME

2 765 F — 20 % = **2210 F**

Rappel du dernier numéro. Sur bureau ou fixation murale.

235 F

CATALOGUE 25 F remboursable au 1er ACHAT

LES KITS COMPLETS P.N.S. INTERNATIONAL

CENTRALE D'ALARME	CU 12 M	PNS 01 B	CR 15 E	PNS 02	PNS 03 B
☐ Chargeur incorporé	NON	OUI	OUI	OUI	OUI
☐ Clé de commande	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
☐ Batterie	NON	OUI	OUI	OUI	OUI
☐ Mémoire d'alarme	0	1	1	0	3
☐ Nombre de zones N.F.	2	2	4	2	3
☐ Nombre de zones N.O.	0	0	1	1	3
☐ Nombre de zones d'autoprotection	1	2	1	1	2
☐ Zones sélectionnables face avant	0	0	4	0	3
☐ Tempo entrée réglable	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
☐ Tempo sortie réglable	FIXE	FIXE	OUI	OUI	OUI
☐ Tempo alarme réglable	3 mn	OUI	3 mn	OUI	OUI
☐ Contact ouverture - Nombre	5	5	0	5	5
☐ Contact choc - Nombre	3	0	0	3	3
☐ Nombre d'infrarouge IR 772	0	1	0	2	2
☐ Nombre d'hyper fréquence 15 m	O	O	OUI	O	O
☐ Nombre de sirènes rotatives 108 dB	2	1	intérieur	1	1
☐ Capot autoprotégé	1	0	0	0	0
☐ Sirène homologuée extérieure	0	1	1	1	1
☐ Capot autoprotégé pour l'extérieur	0	1	1	1	1
☐ Garantie P.N.S. International	2 ANS	2 ANS	2 ANS	3 ANS	3 ANS
☐ PRIX P.N.S. PROMOTIONNEL TTC avec notice de montage	1060	2490	3545	3990	4970
☐ A crédit 80 % SUR 12 MOIS (hors assurance TEG 24,90 % Acceptation du dossier de crédit sur place 1re mensualité dans 3 mois	CARTE BLEUE	198,00 par mois	277,00 par mois	316,00 par mois	386,00 par mois

PORT DU, règlement uniquement par chèque à la commande

P.N.S. INTERNATIONAL 22, Boulevard Carnot 93200 SAINT-DENIS M° BASILIQUE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT Règlement à la commande par chèque UNIQUEMENT

P.N.S. INTERNATIONAL 22, Boulevard Carnot 93200 SAINT-DENIS M° BASILIQUE (1) 822.24.50

RR – 03.09 : M. Dominique FERRISSE, 13 MARTIGUES, nous entretient du calcul des éléments composant un filtre de voies pour haut-parleurs.

Vous êtes tout à fait dans l'erreur lorsque vous liez la pente d'un filtre (x dB/octave) avec la puissance mise en jeu ; cela n'a absolument rien à voir, et l'on calcule un filtre de voies pour un amplificateur de 150 W de la même façon que pour un amplificateur de 10 W ! Ce sont les fréquences de coupure déterminées par les haut-parleurs utilisés qui déterminent à leur tour les caractéristiques des composants (bobines, condensateurs) du filtre de voies. Seul, le fil constituant les bobines voit son diamètre modifié en fonction de la puissance ; par exemple, pour une centaine de watts et pour une impédance de 8 Ω, il faut utiliser du fil de l'ordre de 12/10 de mm de diamètre (on admet généralement 3,5 A par mm² de section).

*Concernant l'élaboration de divers filtres de voies, vous pourriez valablement vous reporter au n° 16 d'*Electronique Applications *(p. 95), ainsi qu'à notre n° 1637 (p. 148).*

Quant à la confection des bobinages, c'est pratiquement là le plus gros problème, car il n'existe aucune formule permettant de déterminer avec précision le nombre de tours à exécuter pour l'obtention d'un coefficient de self-induction donné. Dans tous les cas, il ne peut s'agir que de formules approchées permettant de dégrossir ce nombre de tours ; ensuite, il faut passer aux mesures des fréquences de coupure et agir en conséquence sur les nombres de tours. Pour une telle prédétermination des bobinages sur air pour filtres de voies, vous pourriez valablement vous reporter à l'article publié dans notre n° 1433 (p. 228 à 232) ou bien au n° 413 de Radio-Plans *(p. 47).*

Enfin, pour les condensateurs, ce sont les types à diélectriques mylar, ou polyester, ou polypropylène, qu'il est préférable d'utiliser.

RR – 03.10 : M. Laurent THOLLET, 42 SAINT-ETIENNE, nous entretient :
1° de l'enregistrement de conversations téléphoniques ;
2° d'une modification qu'il se propose d'apporter à un émetteur 27 MHz dans le but d'en augmenter la puissance HF.

1° Nous n'avons pas très bien saisi ce que vous souhaitiez faire ; de plus, si vous avez deux postes, dans tous les cas, cela se complique... car il vous faut deux appareils, un sur chaque poste (puisqu'il est interdit de se connecter directement sur la ligne, avec obligation de procéder par induction... donc sur chaque poste).

Désirez-vous enregistrer uniquement les conversations ? Dans ce cas, vous pouvez utiliser votre magnétophone en le faisant précéder d'un VOX d'enclenchement et de déclenchement ; si vous voulez équiper vos deux postes, il vous faut alors deux appareillages de ce genre !

Si vous voulez avoir un répondeur (répondeur-enregistreur), votre magnétophone ne convient pas. Il faut, soit construire un véritable répondeur-enregistreur, soit en acheter ou en louer un (PTT) ; si vous désirez le construire, vous pouvez consulter les revues suivantes :

Electronique Pratique *n° 62, p. 135.*
Radio-Plans *n° 404, p. 57.*
Electronique Applications *n° 7, p. 21.*
Haut-Parleur *n° 1416 (p. 142) et n° 1577 (p. 182).*

2° Il semblerait que la notion « augmentation de puissance » soit assez confuse dans votre esprit ; aussi, tenons-nous à vous apporter les précisions suivantes :

Dans un montage quelconque à transistors, ce n'est pas en installant un transistor plus puissant sur tel ou tel étage que cet étage délivrera une puissance supérieure. Pour obtenir une plus grande puissance, il faut en même temps que ce nouveau transistor soit attaqué (ou drivé) plus puissamment également... ce qui implique donc l'emploi d'un étage driver supplémentaire ! Si la puissance d'attaque est inchangée, la puissance délivrée par le nouveau transistor (bien que d'une puissance possible supérieure) ne changera pas non plus.

RR – 03.11 : M. Pascal MEUNIER, 71 MACON :
1° nous entretient d'un montage de minuterie cyclique ;
2° nous demande conseil en vue de l'installation d'une antenne FM.

1° Le montage dont vous nous entretenez est bien extrait du n° 1517 de notre revue.

Toutefois, dans votre cas, pour la minuterie cyclique décrite, nous vous conseillons vivement de conserver le relais pour la commande du moteur :

a) d'abord, parce qu'un moteur est une charge inductive et qu'il faut alors compter avec les extra-courants de rupture ;

b) ensuite, parce que le moteur (bien que de 1,6 A) doit consommer au démarrage (durant une fraction de seconde), une intensité de crête 5 à 6 fois supérieure.

Dans de tels cas, le transistor de puissance de commande ne ferait pas longue vie !

2° Il est certain qu'une antenne extérieure FM, directive du fait de l'emploi de plusieurs éléments, apporte une bien meilleure qualité de réception qu'un simple bout de fil intérieur (antenne de fortune).

Dans une antenne FM, comme dans toute antenne directive (antenne TV, par exemple), plus le nombre d'éléments est important, plus la directivité est accusée (rapport AV/AR élevé) ; simultanément, le gain est, lui aussi, de plus en plus important (le nombre de dB étant un rapport de puissance avec celle d'une antenne isotropique constituée par un seul dipôle).

D'autre part, il importe de savoir si les stations FM que vous désirez recevoir sont toutes dans la même direction. Dans l'affirmative, vous pouvez utiliser une antenne extérieure directionnelle précisément calée dans la direction des émetteurs. Par contre, si les émetteurs se situent dans tous les azimuts, il faut que l'antenne directive soit orientable (montée sur un rotor), ou bien il faut employer une antenne extérieure omnidirectionnelle (mais ce type d'antenne ne présente jamais un gain aussi grand qu'une antenne directive).

Quant aux amplificateurs d'antenne, ils sont intéressants lorsqu'ils sont montés au ras de l'antenne (en haut du mât) et alimentés par l'intermédiaire du câble coaxial de descente. Un amplificateur utilisé dans l'appartement, juste à l'entrée de l'appareil (tuner FM ou téléviseur) ne présente pratiquement aucun intérêt car il amplifie à égalité signal utile et souffle.

RR – 03.12 : M. Philippe SALTEL, 26 MONTELIMAR :
1° se plaint de brouillages bizarres (audition superposée de stations radio) sur sa chaîne Hi-Fi ;
2° nous demande des précisions complémentaires au sujet du montage de décodeur de tonalité à PLL du n° 1701, page 171 ;
3° même demande concernant l'amplificateur 2 × 30 W décrit dans les numéros 1699 et 1700.

1° Il est bien évidemment très difficile de pouvoir juger et diagnostiquer à distance, faute de pouvoir « entendre » réellement, de procéder à des mesures, etc. Néanmoins, il est fort possible que les entrées de vos divers appareils soient victimes de perturbations d'origine radioélectrique.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre n° 1645, p. 234 (réponse RR-03.06), où il est exposé tout ce que l'on peut tenter de faire en face de tels brouillages.

2° Dans le montage de décodeur de tonalité à PLL, c'est la figure 3 (n° 1701, page 171) qui est correcte ; sur la figure 1 de la page 71, il faut inverser les notations suivantes : C_4 devient C_3 ; C_3 devient C_1 ; C_1 devient C_4.

Pour la formule (4), il faut lire : $C_3\,(\mu F) > \frac{260}{f_o}$

3° Concernant l'amplificateur 2 × 30 W/8 Ω décrit dans nos numéros 1699 et 1700, il y a eu malheureusement de très nombreuses erreurs dans cette publication. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux pages 70 et 71 de notre n° 1702 pour les diverses rectifications.

RR – 03.13 : M. SADOUDI RADOUANE, à LAKHOLARIA-BOUIRA (Algérie), nous demande de la documentation concernant les cellules solaires.

Outre l'article publié dans notre numéro 1654, page 180, et dont vous nous entretenez, nous pouvons également vous citer ceux publiés dans les numéros suivants de la revue Radio-Plans : *368 (pp. 61), 378 (p. 60), 380 (pp. 70 et 82), 381 (p. 28), 382 (p. 85).*
Si vous ne possédez pas ces numéros, veuillez les demander en écrivant aux Publications radio-électriques et scientifiques, service ventes, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.
Si certains numéros sont épuisés, on pourra vous proposer des photocopies des pages concernées.
Dans les deux cas, ce service vous fera connaître le montant de la somme à lui adresser, compte tenu des numéros demandés ou du nombre de pages à photocopier.

RR – 04.01 : M. Maurice BRIAUD, 46 CAHORS, nous fait part d'une observation concernant l'antenne-carreau décrite dans l'ouvrage « L'Emission et la réception d'amateur ».

Votre remarque nous a déjà été formulée, tant par lettre que « sur l'air », par certains de nos correspondants. L'antenne décrite, nous le précisons bien une fois de plus, est l'antenne-carreau Chireix-Mesny ; c'est de cet aérien (que l'on a modifié) que nous est revenue des U.S.A. l'antenne baptisée « Cubical Quad ». Cela est d'ailleurs clairement indiqué à la fin de la description.
En fait, dans l'antenne Cubical Quad, l'angle au sommet est toujours fermé, et chaque côté du carré radiateur a une longueur égale à 0,25 λ... ce qui réduit notablement l'encombrement de l'aérien. Le cadre réflecteur a aussi son angle supérieur fermé, ainsi que son angle inférieur, et ses dimensions sont 5 % plus grandes que celles du radiateur. L'espacement entre réflecteur et radiateur est de 0,12 λ pour l'obtention d'une impédance de 75 Ω aux points de raccordement du feeder ; ou de 0,087 λ pour une impédance de 52 Ω.

RR – 04.03 : M. Jean-Marc BARGE, 35 FOUGERES :
1° nous demande conseil pour l'installation de divers haut-parleurs dans les différentes pièces de sa maison ;
2° désire prendre connaissance de montages de télécommande à infrarouge.

1° Nous devons tout d'abord vous rappeler qu'en aucun cas nous ne donnons des conseils d'ordre commercial, ayant eu beaucoup trop d'ennuis avec ce genre d'exercice ! C'est à vous qu'il appartient de choisir une marque, et le cas échéant d'en demander une démonstration à domicile... même en installation volante et provisoire.
Il est certain que ce que vous envisagez de faire du point de vue haut-parleurs va nécessiter une commutation relativement complexe aux sorties de l'amplificateur. N'oubliez pas en effet que, quel que soit le nombre de haut-parleurs utilisés, l'impédance de leur groupement doit toujours être constante et égale à l'impédance de sortie requise par l'amplificateur.
En principe, tous les amplificateurs possèdent une commutation « en stéréo/mono » ; mais c'est ou l'un ou l'autre. Nous voulons dire par là que si les haut-parleurs d'un local fonctionnent en stéréo, il n'est pas question de faire fonctionner simultanément d'autres haut-parleurs dans un autre local ou dans d'autres locaux en monophonie.
Une puissance efficace de 60 W par canal est plus que suffisante ! Pour votre gouverne, sachez qu'un amplificateur de 2 × 20 W eff. délivrant toute sa puissance dans une pièce de 70 à 80 m³ est difficilement soutenable.
2° Un montage de télécommande à infrarouge à 8 canaux a été décrit dans Electronique Pratique *N° 21, pages 132 et suivantes.*
Nous vous signalons également une télécommande à infrarouge précisément destinée à une chaîne Hi-Fi décrite dans les numéros 1689 (p. 98 et suivantes) et 1690 (p. 133 et suivantes) de notre revue.

RR – 04.04-F : M. Michel VERNIN, 22 ST-BRIEUC, nous demande les caractéristiques et le brochage du circuit intégré NE 540.

Voici les renseignements demandés :
NE 540 : *Driver de puissance BF pour une paire de transistors complémentaires ; Vcc = ± 22 V ; I repos = 13 mA ; offset entrée = 0,5 mV/0,3 µA ; impédance d'entrée = 20 kΩ ; gain en courant = 90 dB ; réponse max = 100 kHz.*
Brochage : voir figure RR-04.04.

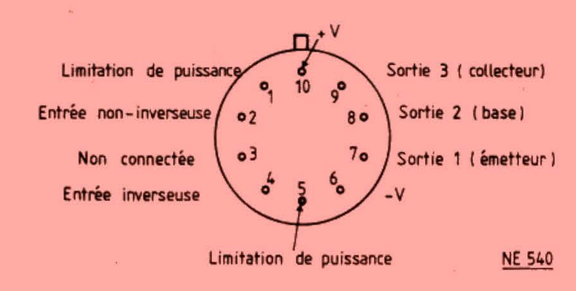


Fig. RR – 04.04

RR – 04.05 : M. Denis GAUMONT, 01 OYONNAX, nous entretient du récepteur à couverture générale type FRG 7000.

1° Sur le récepteur FRG 7000, la sensibilité du S-mètre peut être réglée par la résistance ajustable de 470 Ω située dans l'émetteur du Q 407 (2SC 372) ; c'est le seul réglage possible sur cet appareil.
Bien sûr, il est possible que ce transistor et la diode D 401 soient en cause ; nous ne pouvons pas le deviner à distance... l'essai est à tenter. Mais cela nous étonnerait.
2° La sélectivité de cet appareil est de ± 1,5 kHz à 6 dB en SSB et CW, et de ± 3 kHz à 6 dB en AM... ce qui est tout à fait correct. Certes, en CW uniquement, on pourrait aller jusqu'à une bande beaucoup plus étroite que ± 1,5 kHz ; mais nous ignorons si le constructeur a prévu d'autres filtres à bande passante plus réduite. Il faudrait consulter votre fournisseur. Etes-vous certain qu'il s'agit d'un manque de sélectivité ? C'est peut-être de la transmodulation d'entrée due à l'utilisation d'une antenne trop longue ?

RR – 04.06 : M. Albert CONSTANT, 75014 PARIS :
1° nous demande un schéma de compte-tours ;
2° nous entretient de la recharge rapide des accus cadmium-nickel.

1° Votre demande de renseignements n'est pas très claire. Nous pensons avoir compris qu'il s'agit d'un compte-tours pour automobile, et plus précisément d'un compte-tours pour le moteur de ce véhicule.
Dans ce cas, nous pensons que vous pourriez vous reporter à nos publications suivantes :
Haut-Parleur, *numéros 1557 (p. 153), 1629 (p. 190) et 1648 bis (p. 57).*
Electronique Pratique, *numéros 51 (p. 82) et 71 (p. 66).*
Radio-Plans, *numéro 420 (p. 53).*
2° Nous avons en effet souvent entendu parler de « charge rapide » pour les batteries cadmium-nickel... Ensuite, on n'en parle plus parce qu'il y a eu « mort rapide » !
Nous vous rappelons que, pour la longue vie d'une batterie au cadmium-nickel, il faut la charger pendant 10 à 12 heures sous une intensité égale au dixième de sa capacité. Exemple : une batterie de 1 Ah doit être rechargée pendant 10 à 12 heures sous une intensité maximale de 100 mA.
Bien entendu, chacun fait ce qu'il veut, mais que l'on ne vienne pas nous écrire par la suite qu'une batterie cadmium-nickel ne dure que deux à trois mois.

RR – 04.07-F : M. Maurice COLLET, 51 EPERNAY, désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube cathodique DB 10-78.

Voici les caractéristiques du tube cathodique DB 10-78 :
Chauffage = 6,3 V 0,3 A ; Vg6 (post-accélération) = 4 000 V ; Vg2 = Vg4 = 1 000 à 2 000 V ; Vg3 (concentration) = 200 à 400 V ; Vg5 = 1 000 à 2 000 V ; Vg1 = – 22,5 à – 75 V pour extinction (luminosité) ; sensibilité = 0,6 à 1 mm/V.
Brochage : voir figure RR – 04.06.
Nous ne disposons d'aucun schéma d'oscilloscope utilisant ce tube cathodique. Mieux même, nous ne vous encourageons guère à l'utiliser dans un tel montage, car il nécessite une tension de post-accélération très élevée ; ensuite, parce qu'il s'agit d'un tube très ancien (il n'est donc pas certain qu'il soit encore bon) ; enfin parce qu'en cas de défectuosité vous aurez certainement beaucoup de difficulté à en trouver un en parfait état.

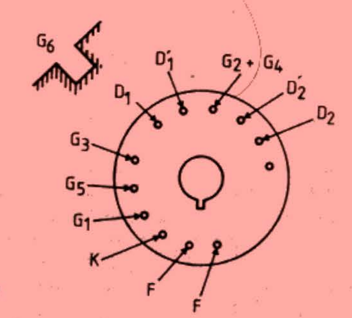


Fig. RR – 04.07

RR – 04.08 : M. Gabriel LAVANDIER, 10 TROYES :
1° Quelles sont les caractéristiques du transistor BU326 A (et ses différences par rapport au BU 326) ?
2° Qu'appelle-t-on composant « discret » et circuit « composite » ?

1° Caractéristiques maximales *du transistor BU 326 A :*
Silicium NPN ; Pc = 60 W ; Ic = 8 A ; Ib = 2 A ; Vce = 400 V ; h fe = 30 pour Ic = 600 mA et Vcb = 5 V ; Ft = 6 MHz.
Le BU 326 doit voir sa tension de Vce limitée au maximum à 375 V (au lieu de 400 V).
2° Un composant discret *est celui qui est monté à l'extérieur d'un circuit intégré (voir définition du mot* discret *dans un dictionnaire).*
Un circuit composite est un circuit qui est capable de réaliser plusieurs fonctions simultanément. Mais on parle surtout de « signal composite », signal supportant et véhiculant plusieurs « informations », plusieurs signaux simultanément.

RR – 04.15 : M. Laurent MATRAY, 25 MONTBELIARD, nous demande le schéma d'un dispositif permettant l'enregistrement automatique des communications téléphoniques.

Vous pourriez utiliser un magnétophone quelconque du commerce dont vous pourriez commander le déclenchement par un Vox-Control. Un montage de Vox permettant la mise en service automatique d'un magnétophone a été décrit dans notre revue Radio-Plans *n° 427, pages 59 à 63.*
Dans votre cas :
1° L'étage de sortie devra être constitué comme l'indique la figure 6, page 62, c'est-à-dire sortie avec relais ; les deux fils marqués « utilisation » seront à connecter en parallèle sur l'interrupteur « secteur » de l'enregistreur.
2° Concernant l'entrée, vous pouvez certes utiliser une capsule microphonique électret à FET comme cela est prévu dans la description. Mais pour vous, le mieux est évidemment d'employer (à la place de ce microphone) un capteur téléphonique à induction (livré avec ventouse) que l'on plaque sur le côté droit à la base du socle du combiné de téléphone.

UNE CONCEPTION MODERNE DE LA PROTECTION ELECTRONIQUE

Si vous avez un problème... de BUDGET... de choix pour réaliser votre protection électronique, nous le règlerons ensemble

LA QUALITE DE NOS PRODUITS FONT VOTRE SECURITE ET NOTRE PUISSANCE

DETECTION EXTERIEURE

BARRIERE INFRAROUGE MODULEE

Portée de 10 à 60 mètres.
Boîtier étanche.
Monté sur 2 colonnes en métal.
Fixation sur sol plat.
Alimentation 12 V.

PRIX **1 820** F port 45 F

Documentation complète c/16 F en timbres

DETECTEUR INFRAROUGE



PASSIF IR 782 (grande marque).
Portée 12 m.
13 zones à éléments doubles.

PRIX **798** F port 25 F

COFFRES-FORTS A EMMURER :

agrée par les Compagnies d'assurance

	Dimensions intérieures mm hauteur	largeur	prof.	kg	PRIX
Série MS					
MS1	88	208	115	10	**1 250 F**
MS2	125	208	115	12	**1 447 F**
MS53	—	—	—	—	**1 747 F**

Série WS	Dimensions intérieurs mm hauteur	largeur	prof.	kg	PRIX
WS 1	88	208	115	7	**1 099 F**
WS 2	125	208	115	8	**1 192 F**
WS 3	203	208	115	11	**1 300 F**
XS 4	273	208	115	13	**1 523 F**

PRESERVEZ VOS VALEURS

COFFRE-FORT A CARTOUCHE (à emmurer)

∅ 49 mm. Prof. 120 mm **1300** F Port 25 F

SELECTION DE NOS CENTRALES

CENTRALE série 400

6 BOUCLES de détection

- 1 boucle N/F instantanée
- 1boucle N/F temporisée
- — Alimentation 220 V. Chargeur 1,5 A.
- — Réglage du temps d'entrée
- — Contrôle de boucle
- — Contrôle de charge

CENTRALE D'UNE EXCELLENTE CONCEPTION
Plus de 5 000 Centrales déjà installées depuis 2 ans.

- 1 boucle N/F autoprotection
- 3 entrées N/O identiques ou entrée N/F
- — Mémorisation d'alarme
- — Simplicité d'installation
- — Sélection du fonctionnement de sirène

PRIX **1200** F Port SNCF

CENTRALE T2

3 zones de DETECTION SELECTIONNABLE
ENTREE : zone A déclenchement immédiat.
MEMORISATION D'ALARME

Zone A déclenchement temporisé. Zone d'autoprotection permanente 24 h/24. 2 circuits d'analyses pour détecteurs inertiels sur chaque voie - Temporisation sortie/entrée. Durée d'alarme réglable. Alimentation entrée : 220 V. Sortie 12 V 1,5 amp. régulé en tension et en courant. Sortie alimentation pour détecteur infrarouge ou hyperfréquence. Sortie préalarme, sortie alarme auxiliaire pour transmetteur téléphonique ou éclairage des lieux. Dimensions : H 315 × L 225 × P 100 **1900** F port dû

CENTRALE T4

5 zones de détection sélectionnable : 3 zones immédiate, 1 zone temporisée. 1 zone d'autoprotection 24 h /24.
4 circuits analyseurs sur chaque voie, contrôle de zone et mémorisation.
H 430 × L 300 × 155 **2700** F port dû

CENTRALE D'ALARME 410

5 zones sélectionnables 2 par 2 sur la face avant, 2 zones de détection immédiate. 2 zones de détection temporisée. 1 zone d'autoprotection, chargeur 12 V 1,5 amp. Voyant de contrôle de boucle, mémorisation d'alarme et test sirène. Commande par serrure de sécurité cylindrique.
Dim. H 195 × L 180 × P 105. PRIX **2250** F port dû

DOCUMENTATION COMPLETE SUR TOUTE LA GAMME
CONTRE 16 F en timbres
NOMBREUX MODELES EN STOCK DISPONIBLE

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

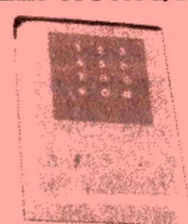
ATEL composera AUTOMATIQUEMENT et EN SILENCE le numéro de téléphone que vous aurez programmé ; transmettra un signal sonore caractéristique dès qu'un contact sera ouvert dans votre circuit de détection (contact de feuillure ou tout autre système d'alarme ou de détection).

Non homologué. **Prix 1250 F.** Quantité limitée.

TH 83 C. 4 N^{os} d'APPEL

BIP SONORE ou MESSAGE pré-enregistré sur cassette (option).

ALIMENTATION DE SECOURS INCORPOREE.
Homologué PTT (port 45 F) **2450** F
Dossier complet contre 16 F en timbres



NOUVEAU STRATEL

4 numéros d'appel
2 voies d'entrées
Technique ou alarme effraction
Consommation en veille 1 mA
PRIX NOUS CONSULTER

CENTRALE BLX 06

UNE petite centrale pour appartement avec 3 entrées : normalement fermé :
- immédiat
- retardé
- autoprotection

Chargeur incorporé 500 m/A
Contrôle de charge
Contrôle de boucle
Dimensions 210 × 165 × 100 mm
Port 35 F

PRIX EXCEPTIONNEL JUSQU'AU 15 JUILLET **590** F

RADAR HYPERFREQUENCE

BANDE X
AE 15, portée 15 m.
Réglage d'intégration
Alimentation 12 V.
980 F frais de port 40 F

SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE

Autoprotégée en coffret métallique
12 V, 0,75 Amp. 110 dB
PRIX EXCEPTIONNEL
210 F
Frais d'envoi 25 F

SIRENE

électronique autoalimentée et autoprotégée.
590 F
Port 25 F

1 accus pour sirène **160 F**

Nombreux modèles professionnels
Nous consulter

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué

Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement.
Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête.
Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.
Frais d'envoi 16 F
PRIX **270** F

DETECTEUR RADAR PANDA anti-masque

BANDE X

Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace. S'adapte sur toutes nos centrales d'alarme. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

1 290 F Frais d'envoi 40 F

PASTILLE EMETTRICE

Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible.
S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule).
Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m en champ libre.

PRIX : nous consulter

Document. complète contre 10 F en timbres
(Non homologué) Vente à l'exportation.

MICROS

EMETTEURS : en champ libre
— Portée 50 à 150 m .... **980** F
— Portée 5 km, réglable de 80 à 117 MHz .... **1 980** F

DETECTEUR DE PRESENCE

BANDE X



Matériel professionnel - AUTOPROTECTION blocage d'émission RADAR

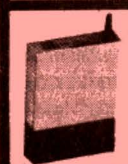


MW 25 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 15 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Contacts NF. Alimentation 12 V.

RADAR HYPERFREQUENCE
MW 21 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 30 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Alimentation 12 V.

Prix : NOUS CONSULTER
Documentation complète sur toute la gamme contre 10 F en timbres.

MICRO EMETTEUR



depuis **450** F
Frais port 25 F
Documentation complète contre 10 F en timbres

NOUVEAU MODELE CLAVIER UNIVERSEL KL 306



- Clavier de commande pour dispositifs de sécurité, de contrôles, d'accès, de gâche électrique, etc.
- Commande à distance codée en un seul boîtier
- 11880 combinaisons
- Codage facile sans outils
- Fonctions : repos/travail ou impulsion
- Alimentation 12 V
- Dimensions 56x76x25 mm

Port 30 F **360 F**
nous consulter

RECEPTEUR MAGNETOPHONES



— **Enregistre** les communications en votre absence.
AUTONOMIE : 4 heures d'écoute.
— Fonctionne avec nos micro-émetteurs.

PRIX NOUS CONSULTER
Documentation complète de toute la gamme contre 15 F en timbres.

CENTRALE BLX 03

ENTREE : Circuit instantané normalement ouvert. Circuit instantané normalement fermé. Circuit retardé normalement fermé. Temporisation de sortie réglable de 0 à 60''. Temporisation d'entrée réglable de 0 à 60''.

SORTIE : Préalarme pour signalisation d'entrée en éclairage. Circuit pour alimentation radar. Circuit sirène intérieure. Circuit sirène autoalimentée, autoprotégée. Relais inverseur pour transmetteur téléphonique et autre.
Durée d'alarme 3', réarmement automatique

TABLEAU DE CONTROLE : Voyant de mise en service. Voyant de circuit instantané. Voyant de circuit retardé. Voyant de présence secteur. Voyant demémoris. d'alarme

950 F Frais de port 35 F

DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF IR 15 LD



Portée 12 m. Consommation 15 mA. 14 rayons de détection. Couverture : horizontale 110°, verticale 30°.

Prix : **950 F**
Frais de port 35 F

INTERRUPTEUR SANS FIL

portée 75 mètres

Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.)
Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 500 W
EMETTEUR alimentation pile 9 V
AUTONOMIE 1 AN
450 F Frais d'envoi 25 F

BLOUDEX ELECTRONIC'S

141, rue de Charonne, 75011 PARIS
(1) 371.22.46 - Métro : CHARONNE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat.

OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14h 30 à 19 h 15 sauf DIMANCHE et LUNDI MATIN

PRESSE ETRANGERE

RAPPORTS CYCLIQUES A PROFUSION

La rectangulaire dite « carrée », c'est-à-dire dotée d'un rapport cyclique de 0,5, n'est pas toujours ce qu'il y a de plus rationnel en matière de traitement informatique. Ainsi, Intel précise un rapport cyclique de 33 % pour ses microprocesseurs 8086 ainsi que 8088, et ce n'est qu'un exemple.

De tels problèmes de rapport cyclique, et ceux de division de fréquence qui en découlent, peuvent souvent trouver leur solution avec le circuit de la figure 1. Ce montage fait appel à une quadruple bascule D, 74 LS 175, connectée en registre à décalage, et à une bascule D simple, moitié d'un 74 LS 74. On dispose de quatre possibilités de connexion (ou de commutation) entre l'entrée D_5 et les sorties Q_1 à Q_4. Ces combinaisons correspondent à des divisions de fréquence par 3, 4, 5 et 6, et, pour chacune d'elles, on a le choix (fig. 2) entre deux à cinq sorties (du 74 LS 175) qui donneront différents rapports cycliques.

(C. Cozer, Electronic Engineering, Londres, août 1983, p. 31).

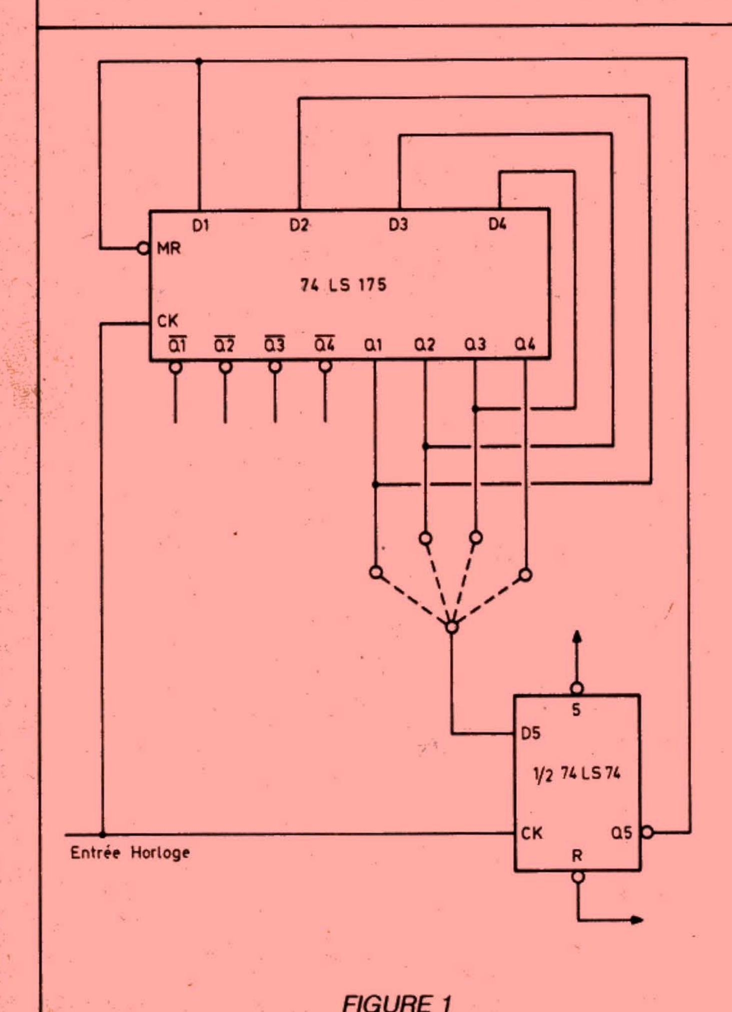


FIGURE 1

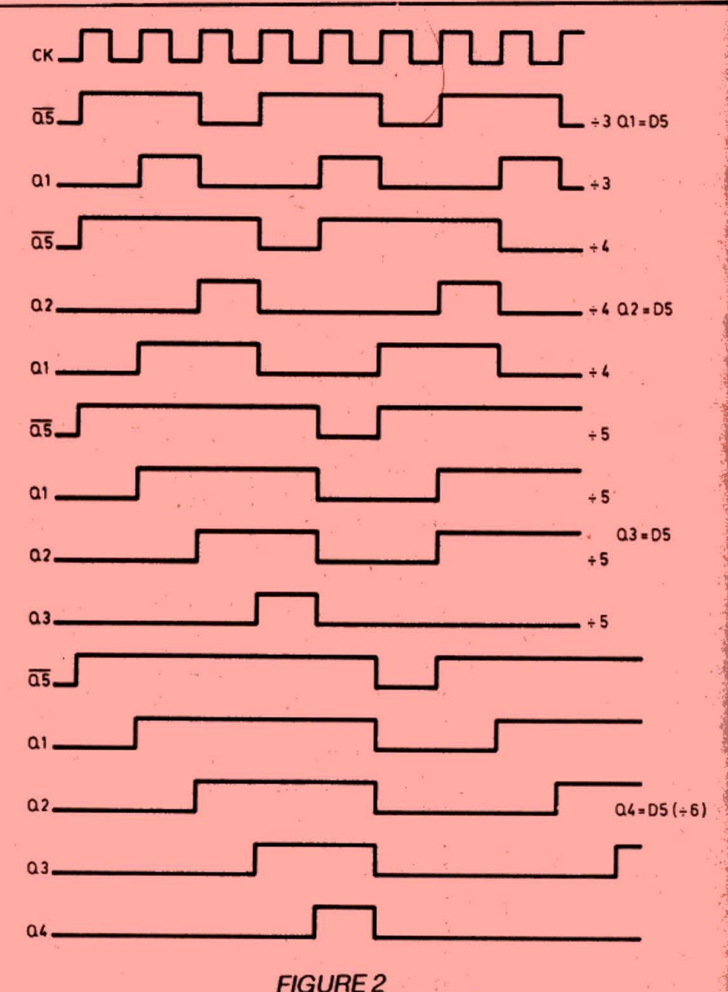


FIGURE 2

ELEMENTS DE FILTRAGE NUMERIQUE

Il est de plus en plus fréquent, dans des domaines très divers, de travailler sur des messages électriques convertis sous forme numérique (généralement binaire), par le truchement d'un modulation d'impulsions numériquement codées (M.I.C. en français, P.C.M. en anglais).
Ces messages ne sont pas tous, loin s'en faut, d'une nature acoustique musicale, comme pourraient le laisser penser certains problèmes posés par l'apparition du « compact disc », ou par l'enregistrement numérique sur bande magnétique.
En fait, le codage numérique opérationnel d'ordres ou de messages est utilisé depuis plusieurs décennies pour les télécommandes, les servomécanismes, la téléphonie multiplex, etc.

Qui dit message électrique, sous quelque forme que ce soit, sous-entend, presque nécessairement, la possibilité (pour des raisons esthétiques ou autres) d'en modifier la teneur, par le moyen de filtres. Dans le domaine analogique, les problèmes de filtrage font, à divers niveaux, l'objet de nombreux ouvrages, souvent très savants. Faute de meilleure méthode disponible, il est souvent arrivé, aux débuts de l'enregistrement musical numérique, de revenir à la forme analogique, où existaient déjà les moyens de traiter le message, d'effectuer les opérations désirées, avant de revenir à la forme numérique (ensemble d'opérations difficiles et illogiques). Il est plus intéressant d'effectuer toutes les transformations voulues sous forme numérique, et d'y simuler adéquatement (les auxiliaires électroniques nécessaires devenant plus nombreux et moins coûteux), non seulement les filtres classiques, mais aussi d'en introduire de nouveaux, aux caractéristiques échappant aux méthodes analogiques. La souplesse des procédés utilisés autorise bien d'autres opérations que le filtrage (interpolation, lissage, etc.) lesquelles, dans bien des cas, n'ont pas d'équivalent analogique. Autre remarque, les signaux à traiter n'auront pas toujours été obtenus par échantillonnage d'un signal analogique, mais fabriqués de toutes pièces (par exemple, il est aisé d'imaginer que la série numérique, image d'un parfait signal rectangulaire, soit engendrée artificiellement) ; les méthodes de traitement n'ont pas à en tenir compte (*).

Position du problème

a) Le message

La matière première est une suite ordonnée, théoriquement infinie, de nombres, mesurant l'amplitude des échantillons successifs d'un certain signal. La fréquence d'échantillonnage contrôlée par quartz est F_e (Hz), ou si l'on préfère, les échantillons successifs (supposés instantanés) sont séparés les uns des autres par une durée θ telle que $\theta = 1/F_e$. (Si nécessaire, on pourra introduire la pulsation d'échantillonnage $\Omega_e = 2\pi F_e$.)

Habituellement, la suite ordonnée s'écrit comme suit (forme abrégée) :

$$\{s(n)\} = \{\dots x(-3), x(-2), x(-1), x(0), x(1), x(2)\dots\}$$

ou :

$$\{s(n)\} = \{\dots x_{-3}, x_{-2}, x_{-3}, x_0, x_1, x_2\dots\}$$

qui exige quelques précisions :

1° x(i), ou x_i devrait se noter, rigoureusement, $x(i.\theta)$, puisque c'est la mesure de l'échantillon de la fonction s(t) au temps $i.\theta$. En certaines circonstances, il est avantageux de revenir à la notation authentique.

2° Très rares sont les messages numériques qui s'enfoncent indéfiniment dans le passé ; aussi peut-on toujours admettre, par choix approprié de l'origine des temps, que les x d'indices négatifs sont tous nuls. De même, il est extrêmement probable que la suite possède un indice supérieur n, tel que tous les x(i) soient nuls quand $i > n$. La suite possède alors $n + 1$ termes x(i) significatifs [de x(0), à x(n)]. Toutefois, il est commode, pour ne pas avoir à préciser la véritable étendue du message, de considérer en bloc tous les indices de $-\infty$ à $+\infty$, afin d'être certain de n'en omettre aucun d'intéressant.

3° Il est évidemment sous-entendu que le message échantillonné vérifie la condition de Nyquist (souvent attribuée à Shannon, hors du domaine acoustique) ; c'est-à-dire qu'il ne contient que des fréquences inférieures à $F_e/2$ (filtre passe-bas antirecouvrement à coupure raide indispensable, avant le convertisseur analogique-numérique). Il est également supposé que cette conversion est effectuée avec la précision conve-

* Le filtrage numérique remonte aux alentours de 1600, inventé par des astronomes mathématiciens pour traiter des tableaux de nombres. L'essor actuel résulte des travaux de Hurwitz (1950) et des calculateurs électroniques.

nant aux applications envisagées : autrement dit, mesure de l'échantillon exprimée avec un nombre suffisant de symboles binaires –bits – pour rendre négligeables les distorsions de quantification (toujours appelées « bruit de quantification » ; bien qu'elles ne se manifestent pas, ni à l'oreille ni à l'oscillographe, comme un bruit : c'est la différence entre le signal « idéal » supposé connu et celui restitué, que l'on peut physiquement – sauf restrictions – assimiler à un bruit). Négligeons aussi le bruit de granulation, audible ou visible à l'oscillographe, généralement masqué par les « tremblements aléatoires » du « dither noise » qui est, lui, un bruit véritable (imperceptible, s'il est bien dosé, avec la densité spectrale appropriée).

b) Caractérisation du filtre

Pour ce faire, nous supposerons connue la réponse échantillonnée (à la fréquence F_e) du filtre considéré, à l'impulsion unitaire discrète $\delta(n)$ (fiction théorique) appliquée à un instant arbitraire considéré, ici, comme origine des temps (pouvant par commodité coïncider, ou être amenée à coïncider avec le début du message). L'échantillonnage de l'impulsion unitaire discrète donne la suite ordonnée :

$\{\delta(n)\} = \{1, 0, 0, 0, 0,...\}$
et la réponse correspondante du filtre la suite :
filtre la suite :
$\{h(n)\} = \{h(0), h(1), h(2), h(3),...\}$
ou encore :
$\{h(n)\} = \{h_0, h_1, h_2, h_3,...\}$

Remarque à propos des notations :
La suite $\{\delta(n)\}$ est, par définition, échantillonnée 1 au temps 0, nulle ensuite, mais définie, uniquement, pour $t = n\theta'$ (n entier). Il nous arrivera de considérer des suites notées $\{\delta(n-k)\}$, où k est un nombre entier précisé. Par analogie avec ce qui précède, on désigne ainsi la suite :
$\{\delta(n-k)\} = \{0,0,0,..., 1,0,0,0,...\}$,
dont seul le $k^{ième}$ terme est 1, tous les autres étant nuls. Ce n'est rien d'autre que la suite $\{\delta(n)\}$, retardée de $k\theta$.

Rappel des axiomes de linéarité
Aussi bien dans les domaines numérique qu'analogique, on suppose toujours que la transformation du signal, par le filtre, vérifie les axiomes de linéarité mathématique :

1° Si la suite échantillonnée $\{x(n)\}$ à l'entrée engendre en sortie la suite $\{y(n)\}$ dont les termes successifs sont :
$\{y_0, y_1, y_2...\}$
la suite notée $\{\lambda x(n)\}$ ayant pour termes successifs :
$\{\lambda x_0, \lambda x_1, \lambda x_2...\}$
engendrera la suite $\{\lambda y(n)\}$, dont les termes successifs seront :
$\{\lambda y_0, \lambda y_1, \lambda y_2...\}$
quelle que soit la valeur de λ.

2° Si les suites respectivement échantillonnées $\{x_1(n)\}$ et $\{x_2(n)\}$ engendrent les suites $\{y_1(n)\}$ et $\{y_2(n)\}$, la suite notée
$\{\lambda x_1(n) + \mu x_2(n)\}$
ayant pour termes successifs :
$\{\lambda x_1(1) + \mu x_2(1), \lambda x_1(2) + \mu x_2(2),...\}$
engendrera la suite :
$\{\lambda y_1(n) + \mu y_2(n)\}$
ayant comme termes successifs :
$\{\lambda y_1(1) + \mu y_2(1), \lambda y_1(2) + \mu y_2(2),...\}$;
pour toutes valeurs de λ et μ.

c) Transformation du signal échantillonné par le filtre

Puisque la suite échantillonnée représentant le signal $\{s(n)\}$ est la mesure supposée instantanée d'impulsions se succédant à intervalle θ, on pourrait la considérer (axiome 2), comme somme de suites élémentaires (en supposant nuls les termes d'indices négatifs) telles que :
$\{x_0, 0, 0, 0,...\}$, $\{0, x_1, 0, 0, 0\}$,
$\{0, 0, x_2, 0, 0, 0...\}$, etc.
qui pourrait se résumer, grâce au symbole $\{\delta(n-k)\}$:

$$\{s(n)\} = x_0 \{\delta(n)\} + x_1 \{\delta(n-1)\} + x_2\{\delta(n-2)\} + ... + x_k\{\delta(n-k)\} + ...$$

$\{\delta(n)\}$ se transforme par définition en suite $\{h(n)\}$, soit $\{h_0, h_1, h_2,...\}$; $\{\delta(n-1)\}$ se mue, de toute évidence, en la suite $\{0, h_0, h_1, h_2...\}$, que l'on peut par analogie avec $\delta(n-1)$ noter $\{h(n-1)\}$; et ainsi de suite, $\{\delta(n-k)\}$, filtré, donnant $\{h(n-k)\}$, c'est-à-dire, plus concrètement, la suite $\{h(n)\}$ retardée de $k\theta$. Cela étant, grâce aux deux axiomes, il est aisé d'en déduire que la suite numérique $\{s(n)\}$ est transformée, au travers du filtre, en une nouvelle suite ordonnée :
$\{y(n)\} = \{y_0, y_1, y_2, y_3...\}$,
dont les termes successifs, comme ceux de $\{s(n)\}$, sont régulièrement débités à intervalle θ, à raison de F_e par seconde. Et l'on aura le plus simplement du monde (*) :

au temps 0 : $y_0 = x_0 h_0$
au temps θ : $y_1 = x_1 h_0 + x_0 h_1$
au temps 2θ : $y_2 = x_2 h_0 + x_1 h_1 + x_0 h_2$
....
au temps $k\theta$: $y_k = x_k h_0 + x_{k-1} h_1 + x_{k-2} h_2 + ... + x_0 h_k$

Les y_k successifs se calculent par la règle ci-dessus (où l'on peut déjà noter que tous les termes de l'expression ont k pour somme de leurs indices) jusqu'à ce que tous les x_i deviennent nuls, éventuellement.

Le tableau précédent fait apparaître, en obliques, le traitement par le filtre des impulsions x_0, x_1, x_2... du signal, engendrées aux instants 0, θ, 2θ, 3θ...

Finalement, l'expression générale des termes de la suite $\{y_n\}$ peut s'abréger :

$$y_k = \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} x_i \cdot h_{k-i}$$

ou somme de tous les termes de la forme $x_i \cdot h_{k-i}$ quand i prend toutes valeurs entières possibles de $-\infty$ à $+\infty$.

Remarque importante

La commode fiction théorique de l'impulsion unitaire de tension discrète $\delta(n)$ (amplitude de 1 V au temps 0, durée nulle) soulève une question relative à la cohérence des unités. Normalement les $\{h_0, h_1, h_2...\}$ composant la suite $\{h(n)\}$ mesurent des tensions exprimées en volts. Il en est de même des termes de la suite $\{s(n)\}$, échantillonnant le message ainsi que la suite $\{y(n)\}$ relative au message filtré.

Dans l'opération de convolution discrète, évaluant les y_i, les h_i sont de simples multiplicateurs (des volts par volt), donc sans dimension, et l'homogénéité des calculs est préservée. Inversement, les h_i expriment des tensions et les x_i des multiplicateurs, pour la commutativité de la convolution discrète.

Cela valait d'être précisé. Egalement, ne pas confondre $\delta(n)$ avec l'impulsion de Dirac $\delta(t)$, dont elle s'inspire, mais dont la définition, au temps 0, est très différente mathématiquement.

Ainsi, tous les termes successifs de la suite $\{y(n)\}$ étant connus, nous avons l'échantillonnage complet de la transformée du message s(n) par le filtre considéré. Par définition, également, on dit que la suite $\{y(n)\}$ s'obtient par « convolution discrète » des suites s(n) et h(n), dans l'ordre indiqué ; ce qui se note :

$$\{y(n)\} = \{s(n)\} \star \{h(n)\} \quad (1)$$

Tous les produits figurant dans l'expression de y_k sont communicatifs, ainsi que les sommes ; si bien que l'on peut écrire (en inversant l'ordre des termes) :

$$y_k = h_k x_0 + h_{k-1} x_1 + h_{k-2} x_2 + ... + h_0 x_k$$

qui prouve que la « convolution discrète » de deux suites est commutative, et par conséquent :

$$\{y(n)\} = \{s(n)\} \star \{h(n)\} = \{h(n)\} \star s(n)\} \quad (2)$$

Importante conclusion : la réponse échantillonnée du filtre numérique se calcule entièrement à partir de l'échantillonnage, à la fréquence F_e adoptée, de sa réponse $\{h(n)\}$ au signal impulsionnel unitaire, discret, $\delta(n)$ égal à 1, pour t = 0, puis nul, et seulement défini pour $t = h\theta$, avec $n > 1$.

Brèves indications sur la structure des filtres numériques

Tous les filtres électriques, de quelque nature qu'ils soient, reçoivent à l'entrée le déroulement temporel d'un message (continu en analogique, discontinu en numérique), dont ils ne savent rien, *a priori*, de la composition fréquentielle, sur laquelle ils doivent agir. Tout filtre, de quelque type que ce soit, doit donc obtenir des renseignements concernant le spectre du message à traiter. De ce fait, tous les filtres analogiques sont régis par des équations différentielles et, par l'intermédiaire des dérivées de divers ordres (par rapport au temps) de la fonction amplitude du signal d'entrée, se renseignent sur la vitesse, ainsi que l'accélération de ses variations, signatures des fréquences présentes.

Un filtre numérique a évidemment besoin des mêmes renseignements ; mais il ne peut les obtenir qu'en comparant les grandeurs de plusieurs échantillons du signal à traiter. L'équation différentielle de l'analogique se transforme en équation aux différences finies, en numérique. En conséquence, un filtre numérique ne peut qu'opérer simultanément sur plusieurs échantillons successifs connus pour calculer ceux du signal de sortie. Rien qui puisse étonner ; toutefois, cette nécessité engendre une terminologie :

1° Normalement, pour calculer l'échantillon y_n du signal de sortie, le filtre n'utilise que des échantillons d'entrée, d'indice au plus égal à n. Le filtre est alors dit « causal » ; il est capable de traiter le signal d'entrée en « temps réel » (étant admis un faible retard de l'origine des temps du message de sortie sur celle de l'entrée, justifiée par le temps nécessaire à la traversée du filtre). Il se peut aussi que le calcul de y_n exige la connaissance d'échantillons du signal d'entrée d'indices supérieurs à n (donc postérieurs à y_n). Un tel filtre, dit « non causal », ne peut opérer en temps réel. Toutefois, si l'on admet un décalage temporel suffisant entre signaux d'entrée et de sortie, il est souvent possible, à l'aide de mémoires, de rendre causal un filtre qui ne l'était pas, à l'origine. Il est des cas où cela est impossible (exemple : la correction d'un filtre causal en temps réel, rendu imparfait par nécessité, ne pourrait être apportée que par un filtre complémentaire, non causal). Cela se présente lorsqu'il est nécessaire de tronquer une suite $\{h(n)\}$ ayant un nombre infini de termes.

2° Certains filtres de type causal n'opèrent que sur divers échantillonnages du signal d'entrée. Ils sont dits « itératifs » ou « non récursifs » ; parfois « latéraux » (en raison de la disposition des éléments de stockage). Ils sont généralement simples, consomment pas mal de matériel, sont souvent très sensibles à la précision des composants, autorisent aisément d'autres opérations que le simple filtrage ; de plus ils sont naturellement stables. Les seules opérations effectuées sur les (x_i) se bornant à des multiplications, des sommes ou des différences, les termes successifs de la suite $\{h(n)\}$ sont nécessairement finis, de même que les $\{xn\}$, d'où la stabilité résultante. Ce type de filtre, qui fut relativement mal côté, revient en faveur en raison de l'évolution technologique (disponibilité d'éléments de stockage à grand nombre de cellules élémentaires ; d'une part fidèles (bonne conservation des échantillons) ; d'autre part, pouvant travailler à grande vitesse).

3° Toujours parmi les filtres de type causal, il en existe qui opèrent simultanément pour calculer y_n à partir d'échantillons d'entrée comme de sortie, d'indices au plus égaux à n, et qui par conséquent engendrent une rétroaction de la sortie sur l'entrée. Ces filtres sont dits récursifs : sans doute les plus employés, car ils sont, matériellement, de réalisation plus économique, et moins sensibles que les « itératifs » à la précision des composants. Leur souplesse d'association autorise tous types de filtrage ; mais ils engendrent pratiquement tous des suites $\{h(n)\}$ infinies, dont il est possible que la valeur absolue des termes tende vers l'infini, à partir d'un certain rang ; d'où instabilité du dispositif.

Il existe encore bien d'autres façons de qualifier les filtres numériques tant leur catalogue est vaste et larges leurs possibilités. Nous les ignorerons.

Bien entendu, si le message filtré s'utilise sous forme analogique, il faut, comme il fut maintes fois prouvé, le convertir et à nouveau prendre toutes précautions utiles pour le préserver des interférences par recouvrement, avec son premier renversement spectral centré sur la fréquence d'échantillonnage.

(à suivre)

R. LAFAURIE



LES HAUT-PARLEURS A CHAMBRE DE COMPRESSION A PAVILLON A CONQUE

ℓ_a r_a — charge acoustique de l'air sur l'arrière de la membrane
ℓ_e r_e — bobine mobile
C_m L_m R_m — système de suspension
k/1

C_a = compliance de la chambre de compression
Z_a = impédance de rayonnement
k = rapport de transformation de vitesse

FIGURE 77. – Représentation analogique simplifiée du circuit mécanique d'un haut-parleur à chambre de compression.

bobine

FIGURE 78
Moteur à chambre de compression pour haut-parleur d'aigu à dôme.

bobine
membrane annulaire

FIGURE 79
Moteur à chambre de compression pour haut-parleur d'aigu annulaire.

VII.1 – Systèmes à chambre de compression

Les haut-parleurs habituellement réservés aux registres médium et aigu sont équipés d'un moteur électrodynamique classique à membrane de petite dimension. Cette faible dimension ne permettant pas une bonne adaptation à l'air ambiant, on a donc cherché à élever le rendement en améliorant l'adaptation, ce qui revient à insérer un transformateur dans le réseau analogique équivalent (voir fig. 77). En pratique, ceci est obtenu en disposant une cavité qui assure la liaison acoustique entre le diaphragme et l'air ambiant, le diaphragme étant, soit du type classique à dôme (fig. 78), soit du type annulaire (fig. 79). La cavité transforme alors les vibrations du diaphragme de forte pression et de petite vitesse en vibrations de petite pression et grande vitesse qui sont celles de l'air libre.

Par une théorie empruntée à Rocard et en tenant compte de la compressibilité de l'air, on aboutit à l'identité [22] :

$$\frac{V}{v} = \frac{S}{s} \cdot \frac{1}{1 + j\omega\ell \frac{S}{sc}}$$

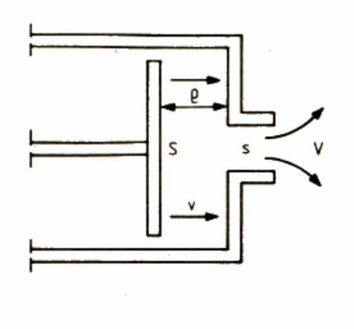


FIGURE 80
Principe de la transformation de vitesse due à l'existence d'une chambre de compression devant le diaphragme.

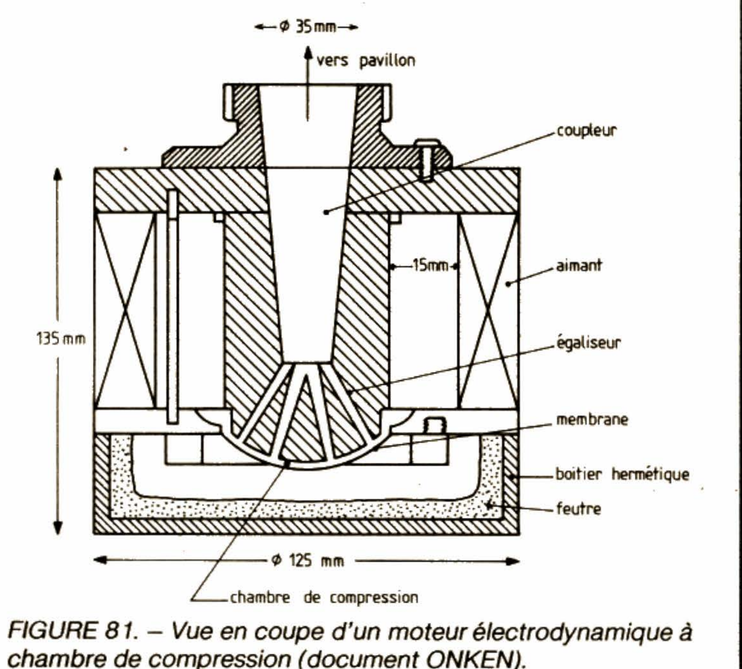


FIGURE 81. – Vue en coupe d'un moteur électrodynamique à chambre de compression (document ONKEN).

S = section de la cavité
s = section à l'embouchure
c = célérité du son.

Aux basses fréquences, où l'on peut négliger le terme en jω, il vient simplement :

$$V = \frac{S}{s}v$$

où V est la vitesse de sortie de l'air supposé incompressible (fig. 80).

En notant :

$$\frac{V}{v} = \frac{S}{s} = k$$

Dans l'analogie acoustique choisie, les impédances dans la cavité et à l'extérieur s'écrivent :

$$Z \text{ (dans la cavité)} = \frac{F_1}{v}$$

F_1 = force appliquée sur le piston.

$$z \text{ (à l'extérieur)} = \frac{F_2}{V}$$

F_2 = force récupérée à l'extérieur.

A pression constante p, on a :

$$F_1 = pS$$
$$F_2 = ps$$

soit : $F_2 = \frac{s}{S}F_1$

d'où, finalement :

$$z = \frac{F_2}{V} = \frac{s}{S}\frac{v}{V}Z$$

soit :

$$z = \frac{Z}{k^2} \text{ avec } k = \frac{S}{s}$$

On dispose donc bien d'un rapport de transformation d'impédance qui améliore l'adaptation ($k > 1$).

Aux fréquences élevées où le terme jω cesse d'être négligeable, la cavité joue le rôle d'un véritable shunt acoustique qui limite le rendement dans l'aigu (voir schéma équivalent de la figure 77). On est conduit à limiter l'épaisseur de la chambre de compression et par là même limiter l'excursion de l'équipage mobile.

L'ensemble se comporte finalement comme une structure passe-bande (effet 6 dB/octave) dont les coupures sont situées généralement au voisinage de 400 Hz et 15 000 Hz dans la plupart des réalisations commerciales dont la figure 81 montre un exemple typique.

On notera la présence, habituelle dans ce type de haut-parleur, d'un réseau acoustique jouant le rôle d'égaliseur de phase. Cette disposition existait déjà dans les premières réalisations de haut-parleurs pour cinémas, dont le fameux Western Electric « 555 », mais tout récemment on a perfectionné la compensation aux fréquences élevées en dotant la surface en regard de la membrane d'un véritable poli optique, tout en soignant à l'extrême le positionnement des différentes pièces.

Pour répondre à un critère de rendement énergétique élevé, on dote toujours de tels moteurs d'aimants surdimensionnés du type ALNICO (intensité magnétique globale supérieure à 200 000 maxwells). On peut alors atteindre des sensibilités aujourd'hui proches de 120 dB par watt à 1 m (1) à la condition de compléter la chambre de compression d'un pavillon qui améliore à la fois la directivité et l'adaptation d'impédance acoustique aux basses fréquences. C'est pourquoi les réalisations commerciales associent toujours pavillons et chambres de compression avec des combinaisons multiples, choisies en fonction de critères tels que rendement, linéarité, directivité ou largeur de bande.

Pour obtenir des pressions acoustiques élevées, les auteurs s'efforcent de minimiser les pertes qui sont par ordre d'importance :

1° pertes par effet Joule liées à la partie réelle de l'impédance présentée par la bobine mobile ;

2° pertes par frottement interne dans la suspension et dans la membrane (énergie de déformation) ;

3° pertes par courants de Foucault et par hystérésis dans les pièces polaires ;

4° pertes par effet de peau dans le conducteur mobile.

Le tableau V ci-après montre l'importance relative de ces pertes dans le cas d'un moteur à chambre de compression adopté comme source sonore pour un sondeur ionosphérique (SODAR).

	1 000 Hz	2 000 Hz	4 000 Hz
Pertes par effet Joule	47 %	64 %	48 %
Pertes dans la suspension et dans la membrane	12 %	19 %	16 %
Pertes par courants de Foucault et hystérésis	5 %	10 %	24 %
Pertes par effet de peau et pertes diélectriques	65 %	98 %	98 %
Total des pertes	65 %	98 %	98 %

Tableau V – Répartition des pertes de compression de puissance nominale électriques dans un moteur à chambre de 100 W.

On remarque l'importance des pertes aux fréquences élevées et plus particulièrement les pertes par courant de Foucault et hystérésis, ainsi que les pertes mécaniques dans le système vibrant. L'augmentation du rendement dans l'aigu ne s'obtient qu'au prix d'une optimisation poussée du circuit magnétique et de l'ensemble membrane-suspension.

Des précautions doivent enfin être prises contre la distorsion par non-linéarité due à la charge acoustique dissymétrique exercée sur la membrane et par l'effet de raidissement dû à la grande vitesse d'écoulement de l'air. La tenue à haute température impose le recours à des matériaux indéformables :

– soit métalliques (beryllium ou titane), mais les membranes sont alors très difficiles à presser (il faut jusqu'à 12 pressages successifs pour mouler une membrane d'épaisseur 20 μ) ;

– soit en matériau phénolique ou époxyde, faciles à mouler, mais exigeant un contrôle strict de la composition chimique, avant polymérisation. Une technique classique consiste à réaliser solidairement bobine et membrane à partir de feuilles de toile de verre imprégnées d'une résine polymérisée à chaud et sous pression.

A défaut de pouvoir charger symétriquement la membrane (c'est le cas du haut-parleur à ruban), on se contente d'ajuster le volume arrière de façon à accorder le circuit constitué de la capacité C_a et de l'inductance L_a à la fréquence de coupure supérieure définie plus haut.

(A suivre.)

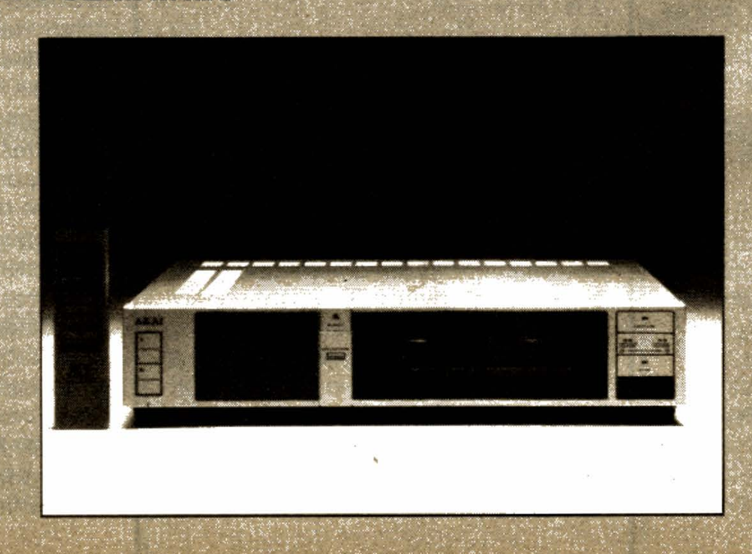
P. LOYEZ

(1) Soit environ 20 dB de plus qu'avec un moteur classique à membrane à rayonnement direct.

BLOC-NOTES

4 PROGRAMMES SUR 4 SEMAINES

Le magnétoscope Akai VS303S est un modèle VHS Secam L (le nôtre) à ligne extra-plate et commandes et chargement frontaux. Son fonctionnement est très silencieux, aussi bien en ce qui concerne les commandes que les mouvements de bande. Il intègre évidemment le système de dialogue interactif cher à la marque japonaise. Il permet de prémémoriser quatre programmes sur quatre semaines plus un jour, et possède une touche fin de programme utile pour programmer la fin d'un enregistrement commencé en direct. L'horloge et la mémoire sont préservées en cas de coupure de courant. Le compteur numérique en temps réel indique le temps restant de bande. La recherche avant et arrière s'effectue à cinq fois la vitesse normale. Akai annonce une définition de 220 lignes et un rapport signal sur bruit vidéo de 43 dB. La télécommande infrarouge est fournie et le boîtier Akai/ Canal Plus permettant d'enregistrer cette chaîne *via* son décodeur comme une chaîne classique est disponible en option.

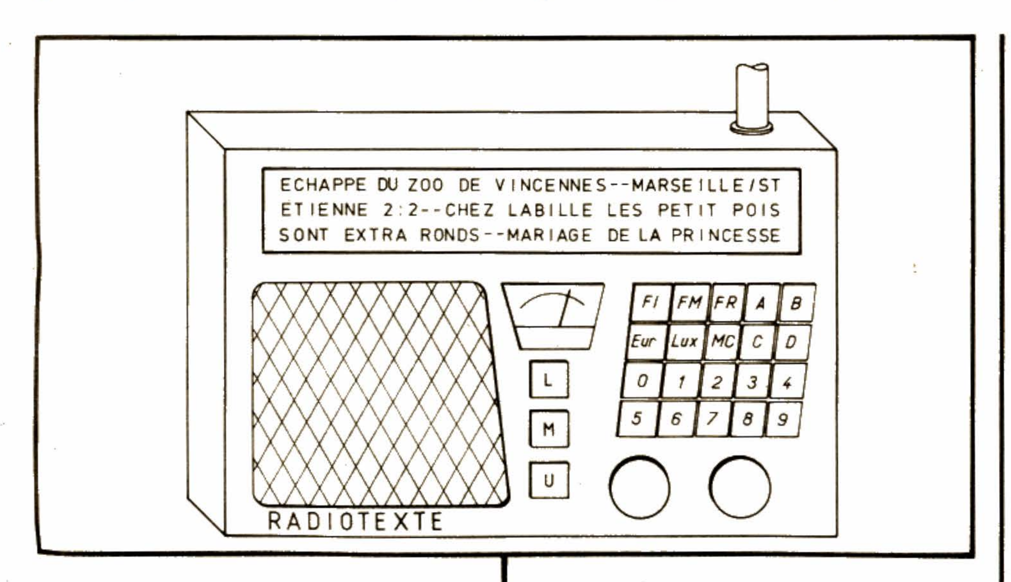


Distribution : Akai France, 46 à 52, rue Arago, 92800 Puteaux.

RADIOTEXTE

NOUVEAUTES PETITES ET GRANDES SUR GRANDES ET PETITES ONDES

Certes, c'est surtout de la radio à modulation de fréquence qu'on parle en ce moment. Mais c'est justement pour cette raison que la radio traditionnelle se réveille. Car elle a des possibilités, grâce à certaines techniques nouvelles, sur le plan de la qualité aussi bien que sur celui de la quantité des informations transmises.
En effet, il est possible de doubler, pour le moins, la fréquence supérieure de coupure que présente un radiorécepteur de type courant. Et ce serait une concurrence sérieuse pour la MF qui vient de perdre, dans certaines régions, sa qualité légendaire du fait du surpeuplement des fréquences. Changement encore plus spectaculaire de nos habitudes : le radiotexte, ce récepteur radio avec un affichage de textes à côté du haut-parleur. Chaque émetteur à modulation d'amplitude dispose d'une voie supplémentaire à modulation de phase, sur laquelle il peut acheminer, dans de parfaites conditions de compatibilité, autant d'informations qu'un présentateur en transmet par sa voix. Les immenses possibilités de cette technique – qui est pourtant peu connue – feront aussi l'objet de cet article.



Récupérer les sons perdus

Un émetteur à modulation d'amplitude travaille avec une bande passante audio de 4,5 kHz. A la réception, les impératifs de sélection, c'est-à-dire de séparation par rapport au canal voisin, font qu'on ne peut utiliser que partiellement cette bande.

Pour savoir ce que ce « partiellement » veut dire dans le cas le plus favorable, il suffit de consulter la documentation d'un fabricant, c'est-à-dire de quelqu'un qui n'a aucun intérêt à exagérer les dégâts. Et pourtant, la courbe en trait plein, U_{BF} de la figure 1, relative au TCA 440 de chez Siemens, montre qu'on atteint les – 3 dB déjà à 1,8 kHz, pour se trouver à – 12 dB vers 4 kHz. Or il existe, bien entendu, des produits moins soignés sur le marché.

L'importance du désaccord

Pour pallier cette cavernosité traditionnelle des ondes longues et moyennes, bien des auditeurs désaccordent, plus ou moins consciemment, leur récepteur pour obtenir une tonalité plus convenable. Les deux courbes pointillées de la figure 1 traduisent l'effet d'un tel désaccord. Celle relative à la réponse (U_{BF}) montre qu'on obtient bien, lors d'un décalage de 3 kHz, une bande passante de 4,5 kHz à ± 3 dB près.

Certes, la courbe désignée par k montre que ce résultat a été acquis par un taux de distorsion à peu près 15 fois plus fort. La figure 2, toujours relative au TCA 440 de Siemens, montre que ce taux de distorsion peut atteindre 12 % dans certains cas – et des circuits moins performants existent.

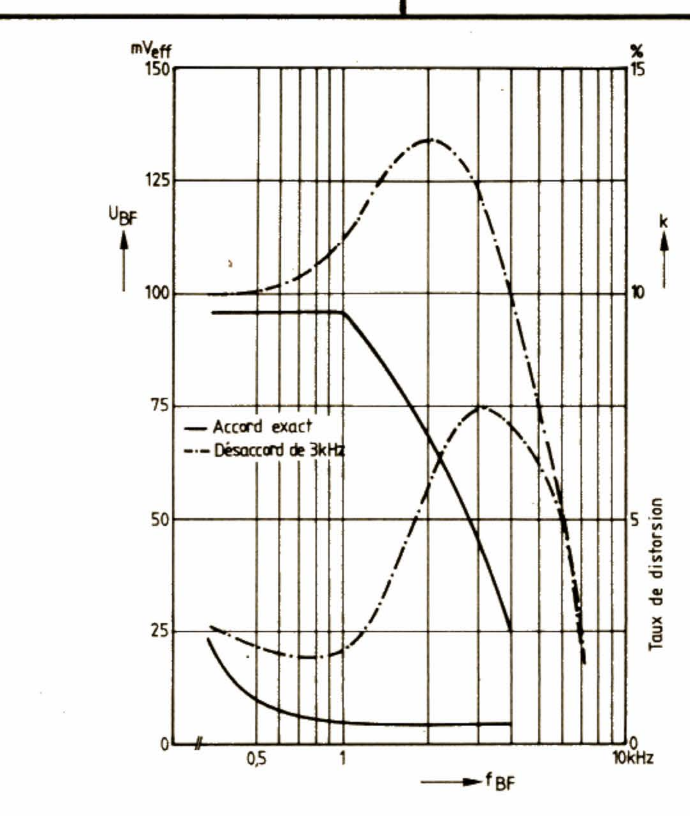


FIGURE 1. – Les récepteurs pour ondes moyennes et longues présentent le plus souvent une bande passante acoustique qui est inférieure à 2 kHz, à – 3 dB.

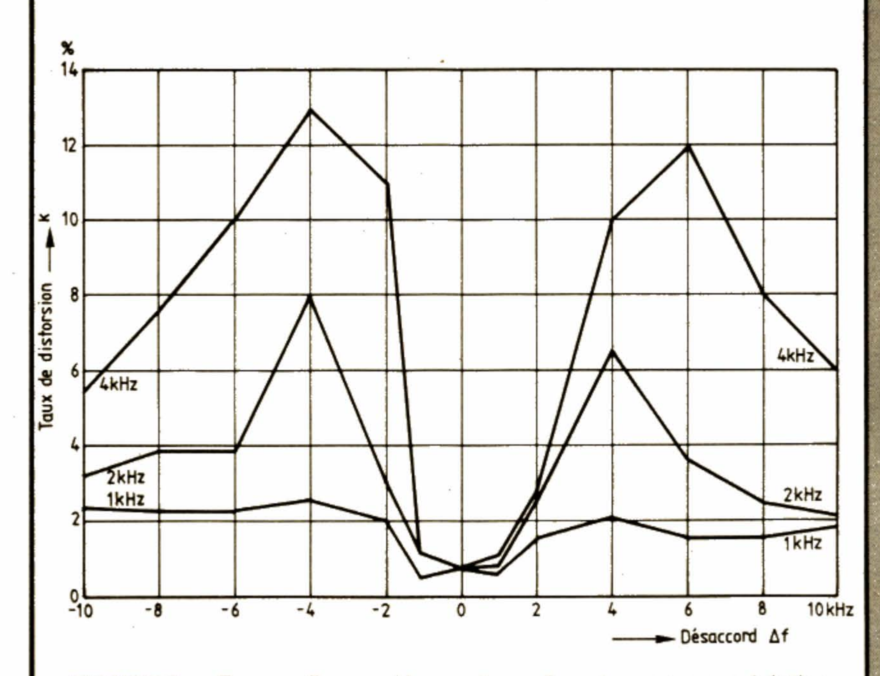


FIGURE 2. – En cas d'accord inexact, un récepteur pour modulation d'amplitude produit une distorsion d'autant plus importante que la fréquence de modulation est plus élevée.

De toute façon, la courbe de réponse HF/FI d'un récepteur, même de qualité, est toujours quelque peu asymétrique. Ainsi, l'indicateur d'accord n'affiche pas précisément l'accord exact. De plus, le désaccord de 3 kHz, dans la figure 1, correspond, sur le cadran d'un récepteur d'ondes moyennes, souvent à moins de 0,25 mm de course. Donc, à moins d'accorder votre récepteur à l'aide d'un pied à coulisse...

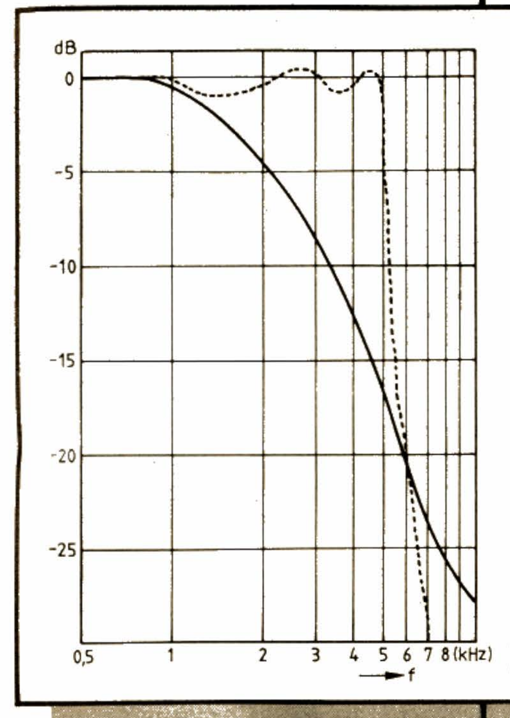
Le piment à la Tchebytcheff

Il en est de la carence des sons aigus comme d'un plat fade : cela se relève. C'est pour cela, d'ailleurs, que certains récepteurs comportent une correction ajustable de tonalité. Vous vous en êtes déjà servi et cela n'a pas été parfait ? En effet, favoriser les sons aigus, c'est accentuer les distorsions, car les « harmoniques » qui sont créés par la distorsion, ce sont des sons aigus dont la présence fausse la sonorité originale.

Cependant, le procédé du relèvement des sons aigus sera valable si on démodule de façon suffisamment linéaire pour que la distorsion reste négligeable. Comme on l'avait vu plus haut, cela est possible, notamment quand on effectue un accord exact.

Or, un accord parfaitement exact est réalisable par la synthèse de fréquence. Cette technique ayant été traitée dans les pages du *Haut-Parleur,* dans de nombreux articles, rédigés par d'excellents auteurs, il ne sera pas nécessaire d'insister sur le fait qu'elle aboutit à un récepteur qui ne s'accorde plus par un cadran, mais par des roues codeuses ou par un clavier à touches. Avec la possibilité de mémoriser, sur ce clavier, au moins une dizaine de stations de façon à pouvoir les obtenir instantanément. Il convient d'ajouter qu'au train où vont les choses, la main-d'œuvre pour poser une ficelle de cadran coûtera bientôt plus cher qu'une synthèse de fréquence intégrée, avec démodulation linéaire.

La courbe en trait plein de la figure 3 ne diffère de la courbe « accord exact » de la figure 1 que par une échelle en décibels. En pointillé, on a tracé, dans cette même figure 3, l'approximation de correction qu'on obtient, sur la réponse en trait plein, par un double correcteur à résonance. La figure 4 montre que le schéma d'un tel correcteur est relativement simple. Il comporte deux



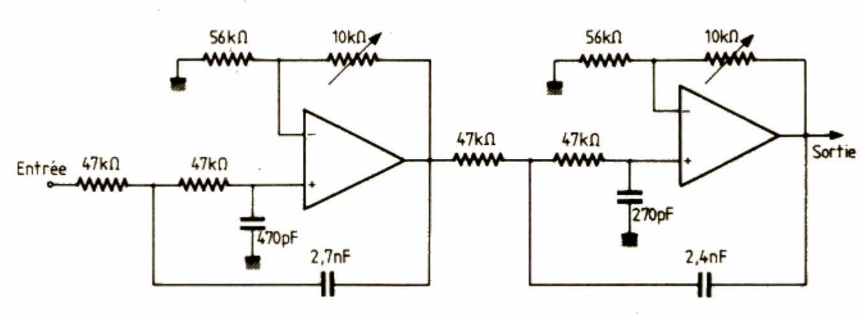


FIGURE 4. – Schéma de principe d'un filtre correcteur aboutissant à la courbe de réponse pointillée de la figure 3.

FIGURE 3. – Les désaccords étant impossibles dans le cas d'un récepteur à synthèse de fréquence, la courbe de réponse peut être corrigée, sans danger de distorsion, par des filtres à résonance.

résistances ajustables de 10 kΩ qui agissent sur les sommets de résonance des deux cellules de filtrage. La courbe de la première cellule est donnée dans la figure 5, celle de la seconde dans la figure 6. C'est en additionnant ces deux courbes à celle de la réponse primitive qu'on obtient la courbe pointillée de la figure 3.

Elle montre que le circuit de correction de la figure 4 produit une atténuation supplémentaire au-delà de 5 ou de 6 kHz. Ce circuit réduit ainsi très efficacement ces « chuchotements » qu'on observe souvent lors de l'écoute d'un émetteur dont la fréquence est immédiatement voisine de celle d'une station puissante.

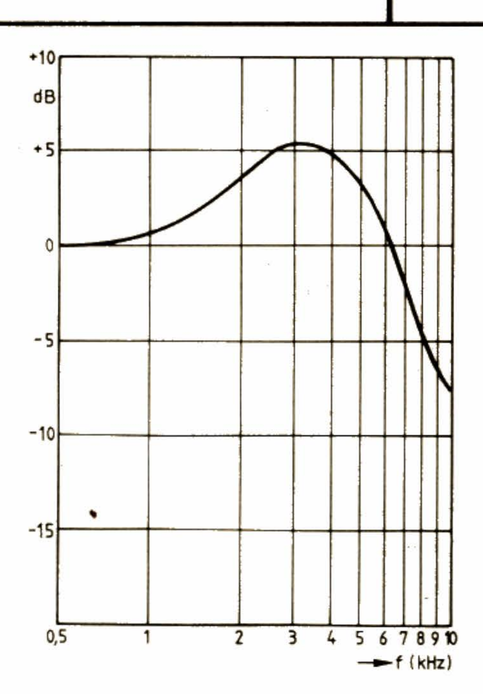


FIGURE 5. – Courbe de réponse de la première cellule du filtre de la figure 4.

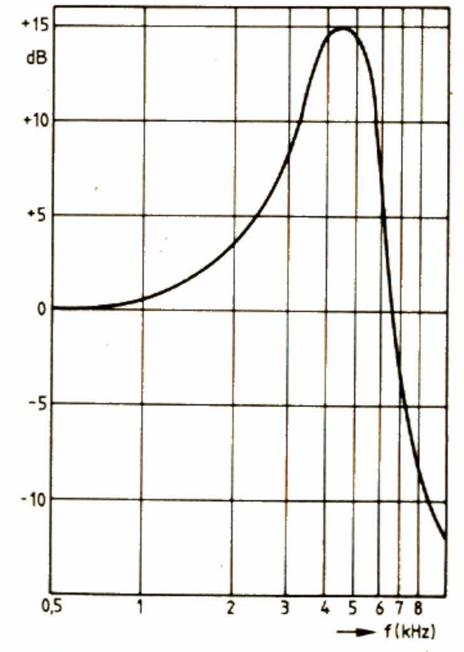


FIGURE 6. – Réponse de la seconde cellule de correction du circuit de la figure 4.

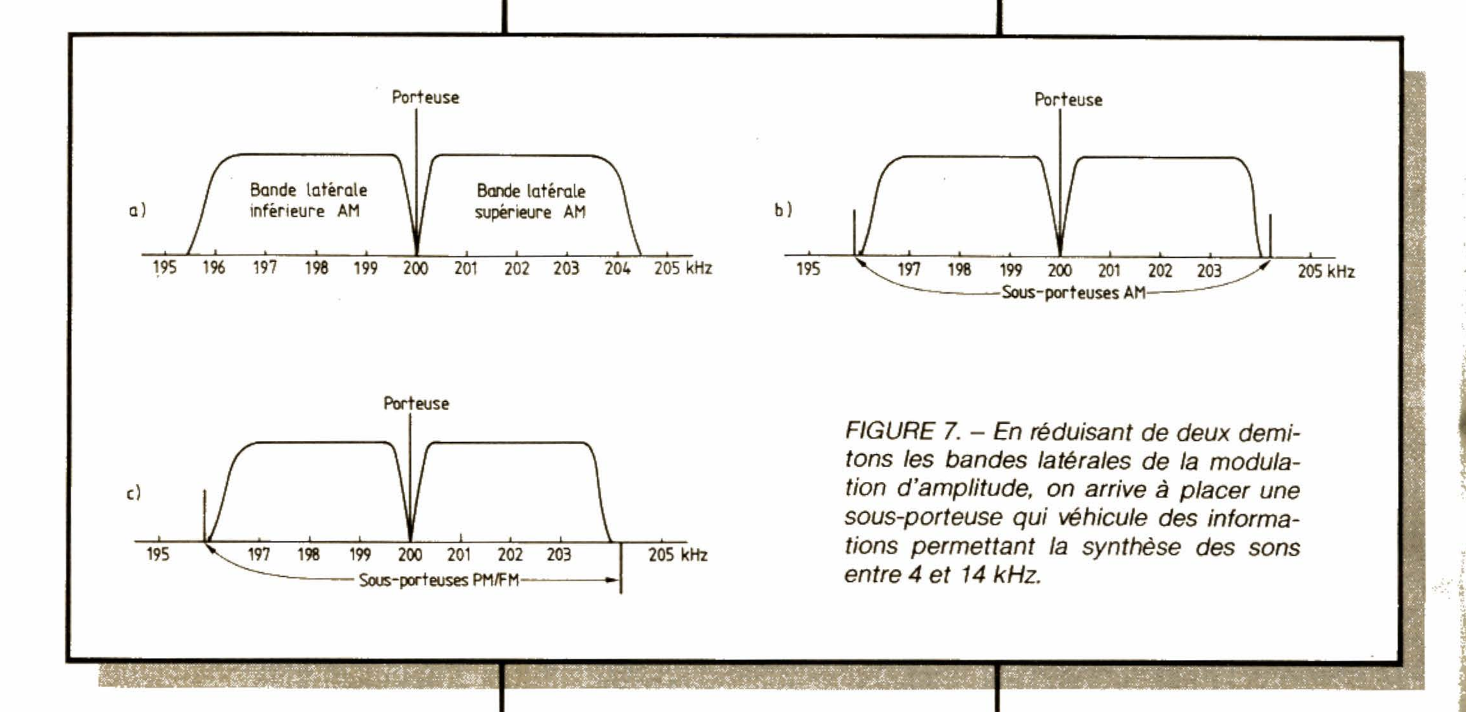


FIGURE 7. – En réduisant de deux demi-tons les bandes latérales de la modulation d'amplitude, on arrive à placer une sous-porteuse qui véhicule des informations permettant la synthèse des sons entre 4 et 14 kHz.

Synthétiser les sons qui manquent

En termes de musique, la modulation d'amplitude dispose environ de 7 octaves, entre 30 et 4 000 Hz. La modulation de fréquence atteint 10 ou 15 kHz, soit même pas 2 octaves de plus. A condition qu'on utilise, comme cela a été indiqué plus haut, pleinement les 4,5 kHz de la modulation d'amplitude, la différence est faible, mais elle reste perceptible.

Pourtant, au-delà de 4 kHz, l'oreille humaine n'est pas très exigeante. Elle ne distingue plus que quelques paliers d'amplitude, elle tolère, sans s'en rendre compte, des écarts de fréquence pouvant atteindre un demi-ton, et elle s'accommode même de quelques décalages dans le temps, entre un fondamental et ses harmoniques, par exemple.

La synthèse divise la bande passante par vingt

Ces particularités de la perception auditive ont été étudiées notamment par G.G. Gassmann, en R.F.A. Ses travaux ont montré qu'on peut synthétiser les sons entre 4 et 14 kHz (soit une bande passante de 10 kHz) d'une manière tout à fait correcte avec des commandes digitales du type « telle fréquence à tel niveau pendant tant de temps » et dont l'acheminement ne demande qu'une bande passante de 500 Hz.

Pour arriver à ce résultat, Gassmann utilise certains artifices, notamment des bruits « colorés », c'est-à-dire à spectre étroit, et qui permettent des restitutions très saisissantes de voix humaines autant que d'applaudissements, clochettes, tintement de clés, etc.

Pour trouver les 500 Hz nécessaires à la transmission des ordres de synthèse, il suffit de réduire d'autant la bande « audio » de la modulation d'amplitude. Comme cette bande passerait ainsi de 4 500 à 4 000 Hz, la perte correspond seulement à deux demi-tons de l'échelle tempérée, faciles à restituer par synthèse.

Sous-porteuses et chuchotements

La figure 7 montre, en haut (a), la disposition classique du spectre d'une émission modulée en amplitude, avec la porteuse et les deux bandes latérales, larges de 4,5 kHz. En dessous (b), on a reproduit le spectre relatif à une modulation dont la partie audio se trouve limitée à 4 000 Hz et où on a ajouté, vers 4 250 Hz, une sous-porteuse destinée à véhiculer les informations digitales pour la synthèse des sons entre 4 000 et 14 000 Hz.

Avec cette disposition, aucun équipement spécial n'est nécessaire à l'émission. L'ensemble « audio + sous-porteuse » est transmis du studio vers l'émetteur. On peut même réaliser des enregistrements, sur tout support classique, qui comportent ces deux composants, et qu'on pourra donc passer à l'antenne comme n'importe quel disque.

Bien entendu, une sous-porteuse de 4 250 Hz, cela risque de s'entendre, bien que la figure 1 montre qu'il faut s'attendre à un affaiblissement de 15 à 20 dB, avec un récepteur classique, à l'accord exact. Mais la perturbation sera nettement plus grande si on admet un léger désaccord ou, dans tous les cas, avec la correction de réponse qui avait été étudiée à propos de la figure 3, à moins d'une limitation de bande à 4 kHz.

Toutefois, cette perturbation resterait acceptable si on n'émettait la sous-porteuse que pendant les passages de forte modulation. Pour l'oreille, le signal digital autour de 4 250 Hz se trouverait alors éliminé par effet de masque, alors qu'un filtre relativement simple permet une séparation électrique.

L'ennui, c'est qu'un tel système interdit toute pièce radiophonique qui comporterait des passages chuchotés. En effet, un chuchotement, c'est de niveau faible, donc pas moyen de le faire accompagner d'une sous-porteuse qui restitue les sons aigus. Par ailleurs, les sons de fréquence élevée sont l'essence même du chuchotement. La chose est facile à constater quand une

pièce radiophonique passe simultanément sur deux émetteurs, à modulation d'amplitude et de fréquence.

Grands effets par petits déplacements de phase

La solution qu'on peut envisager, c'est de ne pas ajouter simplement la sous-porteuse à la modulation d'amplitude, mais de la rayonner en modulation de phase. Comme cela peut être assimilé à une modulation de fréquence, ce procédé équivaut à de petits déplacements, très rapides, que l'émetteur effectue, sur une petite fraction de millimètre, sur le cadran du récepteur.

La figure 7c montre que ce type de modulation donne lieu à un spectre dans lequel les deux fréquences latérales (dues à la sous-porteuse) apparaissent en opposition de phase. Moyennant une modification relativement simple de l'émetteur, ce dernier pourra rayonner, en modulation de phase, un signal digital de synthèse qui lui provient du studio, de la façon envisagée plus haut, c'est-à-dire sous forme d'un mélange contenant à la fois le signal audio (limité à 4 000 Hz) et une porteuse de 4 250 Hz qui véhicule les informations digitales pour la synthèse des fréquences de 4 000 à 14 000 Hz.

A la réception, on démodule séparément les voies audio (modulation d'amplitude) et digitale (modulation de phase). En principe, la première ignore parfaitement la seconde (et réciproquement), du fait de l'opposition de phase entre les fréquences latérales (fig. 7c). En pratique, les inévitables asymétries dans la réponse des filtres du récepteur (voire de l'émetteur) font que cela n'est pas toujours vrai. Cependant, on constate qu'aucune perturbation n'est perceptible, quand on coupe la sous-porteuse pendant les instants où elle ne sert à rien, c'est-à-dire pendant les silences.

Dans ces conditions, on peut même admettre un léger désaccord du récepteur. Cela n'empêche qu'une perturbation très forte devient audible quand on s'accorde sur l'une des fréquences latérales, c'est-à-dire entre deux canaux. Certes, cela n'a pas de sens de désaccorder ainsi un récepteur. N'empêche que la discussion, sur ce point, ne sera sans objet que dans le cas d'un récepteur qu'on ne peut désaccorder, c'est-à-dire un récepteur à synthèse de fréquence. Avant que cela n'existe en plus grand nombre, il sera difficile de promouvoir le procédé de la synthèse des fréquences élevées.

Bien entendu, le décodage des signaux de synthèse se fait par microprocesseur, à la réception. Ce circuit peut être commun à celui qui effectue la synthèse de fréquence, ou bien, de façon encore plus rentable, s'occuper également du radiotexte dont il sera question dans notre prochain article.

(A suivre)

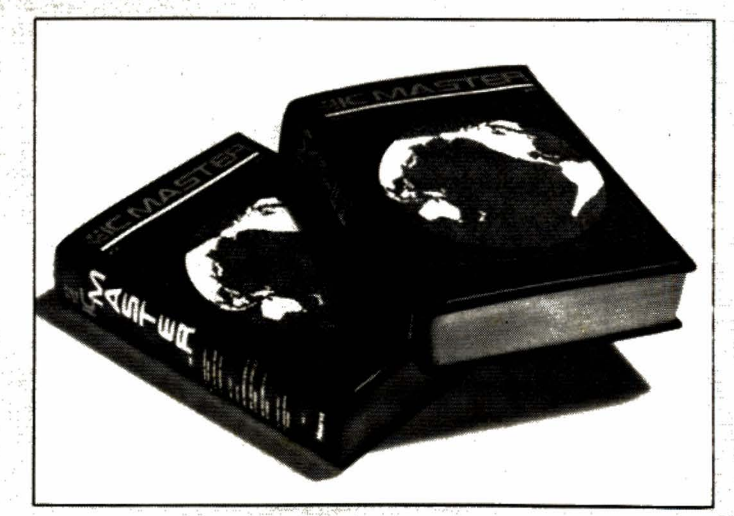
H. SCHREIBER

BLOC-NOTES

IC MASTER 85

L'IC Master 85 publié par Hearst Business Communication/ UTP Division est un catalogue des circuits intégrés (50 000 exemplaires de l'édition 1984 sont utilisés aux USA et 15 000 dans le reste du monde).

L'édition 1985 comprend dix guides Master de choix : Numérique ; Interface ; Linéaire ; Mémoire ; Microprocesseurs ; Carte pour micro-ordinateur ; Système de développement ; Carte support/ mémoire ; Circuits intégrés militaires ; Circuits intégrés grand public. Ce catalogue est organisé par types, fonctions et paramètres clés et est orienté vers la résolution des problèmes que rencontrent les ingénieurs de conception. Il permet de gagner du temps dans la recherche d'un C.I. spécifique et de ses secondes sources. Un répertoire des secondes sources permet à l'utilisateur de trouver immédiatement les C.I. susceptibles de remplacer broche à broche les C.I. connus.



Le nouvel IC Master se présente en deux volumes de 3 700 pages. Il est multilangue (anglais, français, allemand, espagnol et japonais). Il renferme plus de 70 000 C.I. répertoriés, dont plus de 12 000 ont changé par rapport à la précédente édition. 250 fabricants de C.I. sont cités dans le répertoire des secondes sources. Les feuilles de spécification des produits clés comprennent 62 fabricants. Les sections choix des produits sont organisées par fonctions et paramètres pour faciliter le choix.

NOUVELLES DU JAPON

La nouvelle offensive du compact-disc entraîne dans son sillage les derniers défenseurs du disque analogique. Le Betamax disparaît tandis que fleurissent les V.H.S. Movies et que le Vidéo 8 mm devient aussi un standard de l'enregistrement audio-numérique longue durée.

Le premier fabricant mondial de cellules phonocaptrices, vous connaissez ? Bon sang, mais c'est bien sûr, AudioTechnica ! Cette firme japonaise se met à l'heure du compact-disc en produisant des éléments lecteurs destinés aux platines C.D. Seules les lentilles optiques nécessaires sont sous-traitées. AudioTechnica pense en effet que les fabricants de platines C.D. se tourneront peu à peu vers des entreprises spécialisées pour se fournir en lecteurs. Un allié supplémentaire pour le compact-disc, qui semble être dans une nouvelle phase d'offensive.

Effectivement, Hitachi a décidé de doubler sa production de lecteurs de compact-discs pour satisfaire la demande des marchés japonais et mondiaux (Hitachi fabrique ces appareils pour près de dix clients, dont Thomson et RCA). Yamaha annonce 300 000 unités du même produit pour l'année 1985, soit 23 % des 1 300 000 lecteurs de compact-discs prévus pour cette année (Yamaha sous-traite également pour une dizaine de marques et possède près de 50 % du marché de certains circuits intégrés destinés au compact-disc).

Aiwa ne reste pas non plus en arrière, qui vient de décrocher la sous-traitance des platines C.D. pour le Danois Bang & Olufsen. Mais c'est Pioneer qui paraît le plus agressif en multipliant sa production par dix et en espérant prendre la seconde place parmi les constructeurs japonais de compact-disc (après Sony). Pioneer vient de commercialiser au Japon trois nouveaux lecteurs, dont l'appareil le moins cher du marché actuellement.

Les principales innovations de ces nouveautés résident dans un système d'asservissement linéaire améliorant le suivi de piste et dans le « disc stabiliser », un disque de 80 mm en résine qui vient se placer automatiquement sur le compact-disc pour éliminer les vibrations indésirables et linéariser la rotation. Pioneer est également très actif sur le marché du compact-disc destiné à l'automobile, où il occupe la place de leader devant Sony.

Alpine vient de les rejoindre en commercialisant son modèle 5900 qui inclut un amplificateur de puissance dans le boîtier aux dimensions DIN. L'arrivée de Yamaha et Mitsubishi sur ce marché est imminente...

La fin du Beta

Le mois d'octobre de cette année verra la fin du Betamax. A cette date Sony produira uniquement des Superbetamax (Hiband Beta) aux performances nettement supérieures. Ces magnétoscopes de salon, qui peuvent également lire les cassettes enregistrées sur les « anciens » Betamax, devraient arriver incessamment en Europe. Cette arrivée coïncidera avec celle du Vidéo 8 mm et du VHS Movie de Matsushita, qui, rappelons-le, est un caméscope utilisant une cassette VHS standard.

Matsushita vient d'ailleurs d'être suivi au Japon par Hitachi qui a introduit sur le marché des caméscopes son VHS Movie VM-200.

Le VM-200 est un modèle autofocus qui pèse 2,4 kg (sans batterie) et est équipé d'un tube Saticon 1/2 pouce, qui peut filmer avec un éclairement de 10 lux, d'un zoom 6x f:1,2, et d'une balance automatique des blancs. Sa bande passante allant jusqu'à 4,3 MHz, le VM-200 peut être utilisé comme caméscope professionnel. Hitachi sous-traitera les VHS Movies pour Mitsubishi, Pentax et RCA, tandis que Matsushita a de nombreux clients pour son appareil, tels General Electric, Magnavox, Philco, etc., aux USA, Philips et Grundig en Europe et, tout récemment, Elmo au Japon, après bien d'autres.

Un standard audio-numérique pour le Vidéo 8 mm

Les membres de la conférence d'étude sur « le standard d'enregistrement multipiste audio-numérique sur Vidéo 8 mm » se sont mis d'accord. Les participants ne comptent que des grands noms : Akaï, Eastman Kodak, Canon, Casio, Clarion, Hitachi, JVC, Kyocera, Philips, Pioneer, Sanyo, Sharp, Sony, Teac, Toshiba et Trio Kenwood (*). Parmi les spécifications qui ont mis tout le monde d'accord : six pistes stéréo, signal de même type que celui adopté pour l'enregistrement audio-numérique à deux canaux sur Vidéo 8 mm et transport de bande en modes normal et reverse. Grâce à ce standard, les enregistreurs Vidéo 8 mm se transformeront en systèmes audio/vidéo qui permettront des enregistrements audio-numériques de longue durée, et ce, pour un coût additionnel assez faible. Voilà donc un secteur où le futur se porte bien.

Pierre LABEY

(*) Comme on peut le constater, il ne manque que Matsushita.

TBF 3
UN GENERATEUR DE FONCTIONS NUMERIQUES

(suite voir n° 1716)

FIGURE 16. – Schéma du générateur d'horloge.

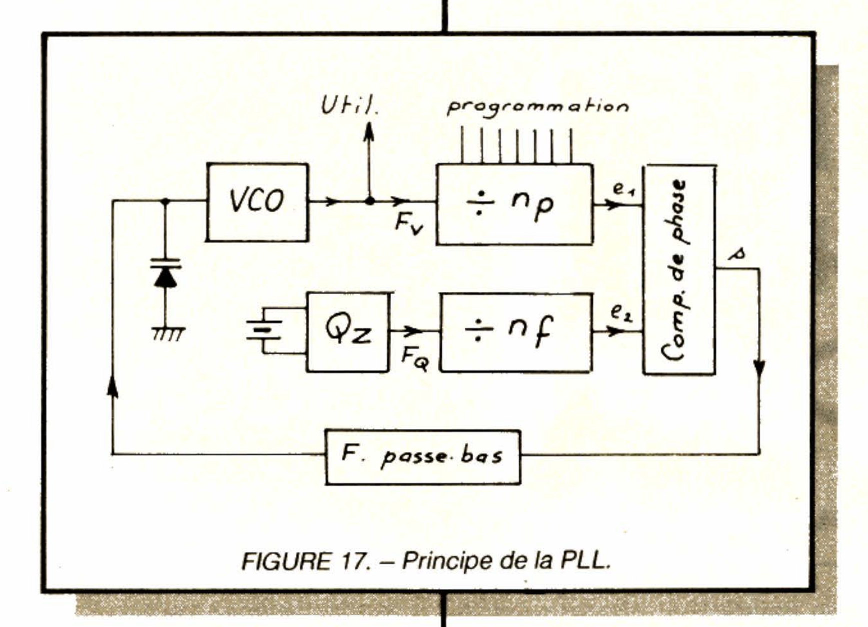


FIGURE 17. – Principe de la PLL.

5. Le générateur d'horloge

Voir le schéma complet en figure 16.

Nous voulons que le TBF3 fournisse un signal de sortie de fréquence maximale 20 kHz, en mode « x 2 ». Nous voulons également que les diverses gammes soient calées de 10 en 10 fois. Cinq gammes sont prévues.

Ceci nous donne donc la répartition suivante :

Mode × 1

1 000 Hz	10 000 Hz
100 Hz	1 000 Hz
10 Hz	100 Hz
1 Hz	10 Hz
0,1 Hz	1 Hz

Mode × 2

2 000 Hz	20 000 Hz
200 Hz	2 000 Hz
20 Hz	200 Hz
2 Hz	20 Hz
0,2 Hz	2 Hz

C'est évidemment la gamme 2 000 Hz/20 000 Hz qui est fondamentale, les autres s'en déduisant simplement par division par 2 ou/et par 10.

Pour couvrir cette gamme, sachant que l'horloge va 252 fois plus vite que le signal de sortie, cette horloge doit donc osciller

de 252 × 2 000 = 504 000 Hz

à 252 × 20 00 = 5 040 000 Hz

soit de 504 kHz à 5,04 MHz !

Rappelons, s'il est nécessaire que nous voulons synthétiser la fréquence de l'horloge, en l'asservissant, *via* une classique boucle à verrouillage de phase, à l'oscillation d'un quartz de référence.

La figure 17 rappelle schématiquement le principe de cette PLL : l'oscillation contrôlée F_v est divisée par n_p, déterminé par un diviseur programmable fournissant donc → F_v/n_p.

L'oscillation du quartz de fréquence F_Q est divisée par n_f, facteur de division fixe, du second diviseur.

On obtient ainsi → F_Q/n_f.

– Si $F_v/n_p > F_Q/n_f$, alors le comparateur délivre une tension débarrassée des fréquences élevées par un filtre passe-bas et qui réduit la fréquence du VCO, en augmentant la capacité de la diode Varicap.

– Si $F_v/n_p < F_Q/n_f$, il l'augmente !

Le système permet donc d'obtenir l'égalité :

$F_v/n_p = F_Q/n_f$

On peut tirer de cette égalité :

$F_v = F_Q/n_f \times n_p$

Le rapport F_Q/n_f est appelé **pas de synthèse.**

F_v = pas × n_p.

Le coefficient n_p peut varier d'unité en unité.

La fréquence F_v peut varier de pas en pas.

Dans notre système, le pas est égal à 5 040 Hz. Le coefficient n_p peut varier de 100 à 1 023. La fréquence F_v de sortie d'horloge peut donc varier :

de 100 × 5 040 = 504 kHz

à 1 023 × 5 040 = 5,155 92 MHz.

L'oscillateur commandé est un VCO (Voltage Controlled Oscillator). En réalité, il n'est pas possible d'avoir directement un oscillateur VCO ayant une telle couverture, de rapport légèrement supérieur à 10. Qu'il soit à bobinages ou à résistances/condensateurs, une telle excursion est impossible, dans la mesure où il faut, de plus, monter à quelque 5 MHz !

Par ailleurs, il ne faut pas oublier que nous ne disposons que d'une tension de commande de glissement de fréquence de 5 V maximum, ce qui est bien peu pour agir sur la Varicap.

Toutes ces considérations nous ont amené à choisir, pour faire l'oscillateur d'horloge, un montage à changement de fréquence. Le VCO lui-même est un oscillateur LC à transistor FET, couvrant de 50 à 55 MHz, ce qui correspond à un rapport de 55/50 = 1,1 au lieu des 5/0,5 = 10. C'est beaucoup plus facile à obtenir évidemment. Cet oscillateur attaque un changeur de fréquence de type SO42 P, recevant également d'un oscillateur interne à ce circuit l'oscillation 50 MHz d'un quartz associé. La sortie du mélangeur va nous délivrer le battement différence, allant en théorie de 50 – 50 = 0 MHz à 55 – 50 = 5 MHz.

Pour être plus précis, le VCO oscillera en réalité :

de 50 + 0,504 = 50,504 MHz

à 50 + 5,04 = 55,04 MHz

afin de fournir les fréquences d'horloges nécessaires. Le signal de sortie du mixer est plutôt sinusoïdal, son amplitude variable dans l'excursion prévue. Un trigger de Schmidt pris dans un 74HC132 remet le signal en forme et délivre sur les sorties (picots 3 et 6), d'une part le signal d'attaque du compteur-décompteur, et d'autre part le signal d'attaque de la PLL.

Il est d'ailleurs temps de parler de celle-ci. Nous l'avons réalisée avec un MC145151. Ce merveilleux circuit de Motorola intègre tous les éléments nécessaires de la PLL : diviseurs programmable et fixe, oscillateur de référence, comparateur de phase. De plus, il s'agit d'un circuit C.MOS, type haute vitesse, à faible consommation et grimpant à quelque 40 MHz.

Le coefficient n_f a été choisi à 1 024, par les entrées RA0, RA1 et RA2 (respectivement à 0, 0 et 1). Le pas étant de 5 040 Hz, le quartz de référence doit avoir une fréquence de 1 024 × 5 040 = 5 160 960 Hz ou 5,16 096 MHz.

Le facteur variable de division est à appliquer aux entrées du diviseur programmable : N_0 à N_{13}. Ce facteur **binaire** peut aller de 3 à 16 383. Pour ce qui nous concerne, nous n'utiliserons que de 100 à 1 023, comme dit plus haut.

Comme 1 023 = 1111111111 en binaire, nous commanderons les entrées N_0 à N_9. Les autres entrées N_{10} à N_{13} étant à la masse.

Un problème sérieux : le nombre n_p en question doit être en binaire pur. Pourtant, nous voulons l'introduire par roues codeuses délivrant du binaire code décimal (ou BCD). Qu'est-ce encore que ce charabia ? Simple, vous allez le comprendre sur un exemple !

Supposons que nous voulions introduire un nombre n_p égal à 297 dans le MC145151, ceci afin d'obtenir une fréquence de :
297 × 5 040 = 1 496 880 Hz.

En **binaire pur,** 297 s'écrit 0100110001. Ces différents niveaux sont donc à appliquer aux entrées N_0 à N_9.

Pour cela, positionnons les roues codeuses sur « 2 », « 9 » et « 7 » :
- celle des centaines sort le nombre 2 en binaire, soit 0010 ;
- celle des dizaines sort le nombre 9, soit 1001 ;
- celle des unités sort le nombre 7, soit 0111.

L'ensemble des trois roues délivre donc le nombre 0010 1001 0111, ce qui après compression des espaces donne 001010010111, nombre qui n'a rien à voir avec le 010011001 du n_p escompté. Le nombre fourni par les roues codeuses est dit « codé BCD » parce que chaque chiffre décimal est codé en binaire, indépendamment des autres. Cette méthode est d'ailleurs d'usage général dans les techniques d'affichage.

En tout cas, pour nous, le nombre 297 issu des roues codeuses est inexploitable directement ! La seule solution simple consiste à faire une conversion par **mémoire intercalée.**

Les sorties des roues codeuses sont appliquées sur les entrées d'adressage d'une mémoire EPROM de type 2716. Elles « pointent » ainsi une case mémoire dans laquelle on trouve le nombre n_p cherché, lequel apparaît alors sur les sorties données de la mémoire. Toutefois, notre nombre n_p doit comprendre 10 chiffres 0 ou 1... et la 2716 ne possède que 8 sorties ! Heureusement, une double astuce va nous sortir de cette impasse.

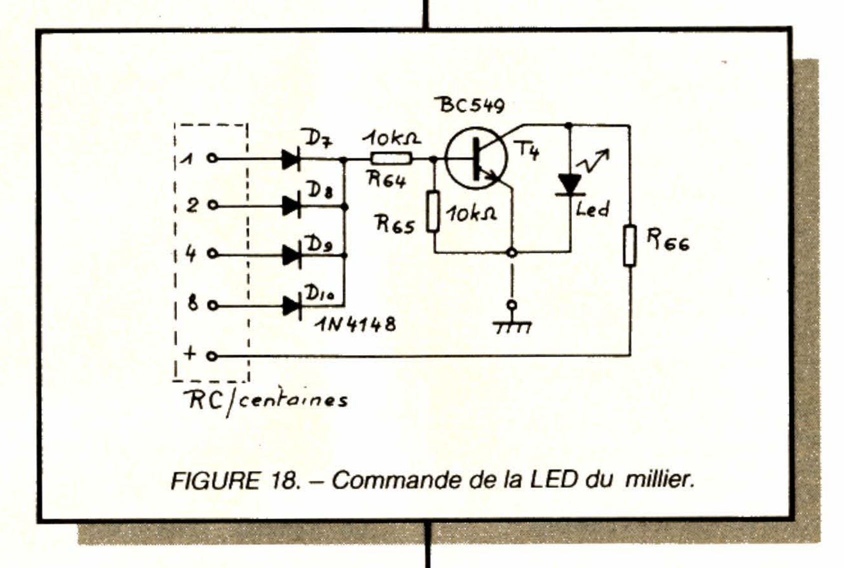


FIGURE 18. – Commande de la LED du millier.

Tout d'abord, on peut remarquer, sur plusieurs exemples, que le bit des unités en binaire pur est toujours égal à celui du nombre en BCD. Si n_p est pair, c'est 0. Si n_p est impair, c'est 1 ! Ce bit du MC145151, soit N_0, est donc directement adressé par la sortie de poids faible de la roue codeuse des unités.

D'autre part, mais cela est beaucoup plus subtil, le bit de poids 2, soit N_1, du MC145151 est égal à celui de la roue codeuse des unités si la dizaine est paire et à son complémentaire si la dizaine est impaire.

Pour obtenir ce bit N_1, il suffit donc de faire un **OU exclusif** du bit 2 de la roue codeuse unité, avec le bit 1 de la roue codeuse des dizaines.

Nous vous laissons réfléchir sur cet exaltant sujet. Seuls des exemples pourront vous faire bien comprendre ce point délicat du fonctionnement.

Quoi qu'il en soit, nous sommes sauvés. N_0 et N_1 sont directement obtenus des roues codeuses des unités et des dizaines. N_2 à N_9 viennent de la 2716. Bien entendu, on ne peut faire plus que de mettre des 1 partout, de N_0 à N_9, soit appliquer 111111111. Ce nombre étant égal à 1 023. C'est pourquoi la programmation s'arrête sur cette valeur un peu bizarre, *a priori.*

Mais pourquoi se limiter à la valeur 100, à l'autre extrémité de la gamme ? Il s'agit, dans ce cas, de sécurité de fonctionnement. Il faut en effet garder un écart suffisant entre le VCO et l'oscillateur à quartz, pour éviter un phénomène « d'entraînement », le VCO se verrouillant sur la fréquence du quartz s'il en est trop proche. Il faut aussi éviter de passer de l'autre côté des 50 MHz, minimum théorique du VCO. En effet, dans un tel cas, la Varicap agirait à l'envers et la PLL ne s'en remettrait pas. Avec les 100 × 5 040 Hz, soit 504 kHz d'écart, nous ne risquons pas ces déboires.

Mais, au fait... comment marquer « 1 023 », avec seulement trois roues codeuses ? Tout simplement en profitant du fait que les positions 000 à 099 sont inutilisées ! Nous allons donc retenir de 000 à 023, pour aller de 1 000 à 1 023. Ainsi, lorsque nous afficherons 000, cela voudra dire 1 000, lorsque nous afficherons 012, cela voudra dire 1 012.

Nous avons d'ailleurs ajouté un petit raffinement pour éviter toute confusion dans la lecture : quand la roue des centaines marque « 0 », ses quatre bits sont à 0 (voir fig. 18), le transistor T_4 est bloqué et une LED « 1 » s'allume. Cette LED, choisie plate, figure ainsi le « 1 » des milliers qui nous manquait. Par contre, de 100 à 999, l'un au moins des quatre bits de cette roue est à 1 et le transistor T_4, conducteur, court-circuite la LED qui ne s'allume pas.

Notons aussi la présence d'une autre diode LED (verte) alimentée par T_2, lui-même activé par les impulsions de verrouillage de boucle et qui, de ce fait, indique l'accrochage correct de cette boucle.

Le signaux d'horloge varient donc :
de 100 × 5,04 kHz = 504 kHz
à 1 023 × 5,04 kHz = 5,15 592 MHz
au pas de 5,04 kHz ou 5 040 Hz

Le compteur/décompteur divise ces fréquences par 252, nous l'avons vu,

pour donner celle du signal de sortie. Nous allons donc obtenir :

de 504 000 : 252 = 2 000 Hz
à 5 155 920 : 252 = 20 460 Hz
au pas de 5 040 : 252 = 20 Hz.

Vous pourrez ainsi passer de 2 000 à 2 020, 2 040, 2 060... Hz.

En gamme 1 000/10 230 Hz, le pas est de 10 Hz.
En gamme 100/1 023 Hz, le pas est de 1 Hz, etc.

Le signal 504 Hz/5,15 592 MHz traverse éventuellement deux diviseurs par 2 (type 4 027) puis quatre décades (type 4518) en cascade, de manière à avoir toutes les gammes prévues.

La synthèse de fréquence permet une précision et une stabilité parfaites. Toutefois, elle a l'inconvénient de la progression par pas ! C'est parfois gênant. Par exemple, pour la mesure du taux de distorsion de notre générateur, avec un filtre en double T (voir plus loin). Un tel filtre est extrêmement sélectif s'il est bien fait. La fréquence de coupure dépend de quatre résistances et de quatre condensateurs. Il est difficile de la décaler et c'est le générateur qu'il faut amener à la fréquence exacte. Mais cet accord idéal peut fort bien se trouver juste entre deux pas !

Pour tourner ce défaut, nous avons donc prévu un générateur à variation manuelle et... progressive. Cet oscillateur ultra-simple est constitué par un trigger de Schmidt du 74HC132. Ces nouveaux circuits C.MOS sont formidables et l'oscillateur en question peut monter sans difficulté à quelques dizaines de mégahertz. Ici, plus modestement, nous lui ferons couvrir de moins de 500 kHz à un peu plus de 5 MHz. Il ne faut pas essayer de monter plus haut, car le reste du TBF3 ne suivrait plus.

Bien sûr, la stabilité de cet oscillateur n'est pas très bonne et la graduation en fréquence n'est pas linéaire ! Mais on s'en fiche, puisque le but de la manœuvre est d'obtenir une variation progressive, ce qui est bien le cas. Pour le reste, il suffit de repasser en mode synthétisé, et la PLL vous donnera le reste.

L'adjonction d'une entrée de vobulation est un jeu d'enfant. Il suffit de déconnecter la sortie de la PLL de l'entrée Varicap en attaquant cette dernière par une tension en rampe de fréquence et d'amplitude convenables.

6. Fonctions annexes

a) TTL

Revenons à la figure 12 de la logique de comptage. Nous savons que Q de JK_{11} commande l'état de T_3, d'inversion de sens (voir la figure 11 pour souvenir). Cette sortie fournit donc un signal TTL à la fréquence du signal de sortie.

Nous amènerons le signal Q_{11} sur la borne « TTL » pour exploitation externe.

b) Tone-Burst

La fonction Tone-Burst est synonyme de générateur de salves. Le signal de JK_{11} est injecté sur un diviseur binaire, type 74LS93. On recueille en sortie Q_0 un créneau à fréquence moitié et sur Q_3, un créneau 16 fois moins rapide. L'un ou l'autre de ces créneaux peut être envoyé sur l'entrée Enable du 74LS151. Ce circuit est un buffer non inverseur, à sorties 3 états. Revoir la figure 10. Si cette entrée de commande est à 0, le buffer est « transparent ». Chaque sortie est alors l'image de l'entrée. Si cette entrée est à 1, les sorties du buffer passent en **haute impédance,** ce qui signifie qu'elles se déconnectent des lignes desservies, lesquelles passent à 0, par les résistances de 4 700 Ω. Les mémoires sont adressées à 000000. La donnée qui se trouve dans la case mémoire concernée (0) est précisément 00000000, correspondant à une tension de sortie du DAC nulle.

Si l'entrée Enable est commandée par Q_0 ou Q_3 ci-dessus, le DAC donne une période de signal, puis une période

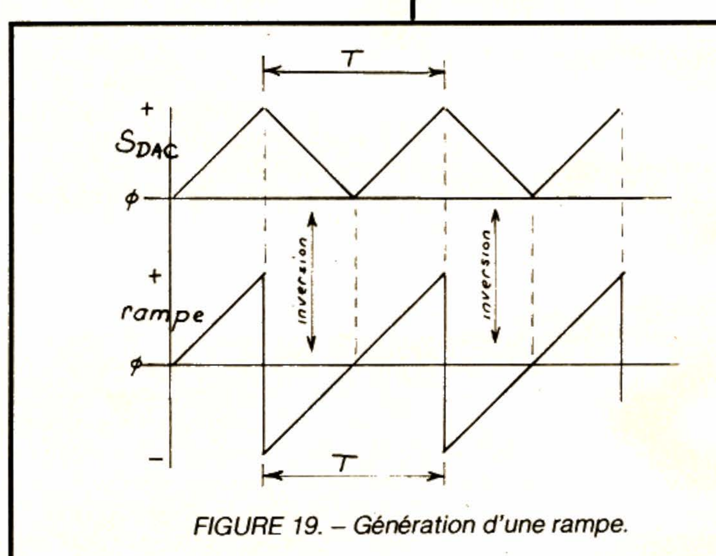


FIGURE 19. – Génération d'une rampe.

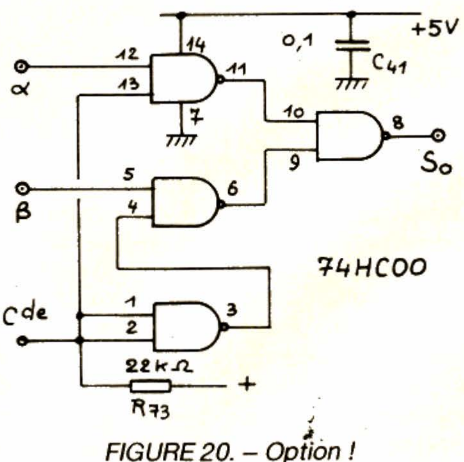


FIGURE 20. – Option !

à 0, (1/1) ou 8 périodes de signal et 8 périodes à 0 (8/8).

c) Autres formes

Si le transistor T_3 est constamment bloqué (base à 0), les inversions de sens ne se produisent plus et le signal triangulaire est exactement celui de la figure 13 (régime T_+) :

– il évolue de 0 à U_{max} ;
– sa fréquence est double de la fréquence nominale ;
– son amplitude est moitié ;
– il est tout positif.

Si ce transistor est constamment bloqué, c'est le contraire : le triangle à fréquence double et amplitude moitié est tout négatif (régime T_-).

Si de plus, nous sommes en régime sinusoïdal, nous obtenons un signal type « redressé double alternance », tout positif (régime S_+) ou tout négatif (régime S_-), comme en figure 7.

N.B. : Dans ce mode, il serait possible de programmer les 74S387, dans une page non utilisée, de manière à avoir une sinusoïde complète au lieu de ces sinusoïdes redressées. Cette sinusoïde aurait alors, comme les triangles en régimes T_+ et T_-, une fréquence maximale de 40 kHz, mais une résolution moitié, comme l'amplitude. La distorsion serait double (de l'ordre de 0,5 %, ce qui reste encore satisfaisant). Cette possibilité sera offerte au paragraphe « Programmation ».

Si l'inversion par T_3 est commandée par $\overline{Q_I}$ au lieu de Q_{II}, que se passe-t-il ? (voir fig. 13 et 19).

Le triangle commence normalement puis, arrivé au sommet positif, $\overline{Q_I}$ provoque l'inversion brutale et la sortie passe au tout négatif, pour revenir ensuite à 0. On repasse à la montée normale sur le palier 0 de $\overline{Q_I}$, puis de nouveau, une inversion. Résultat : une rampe linéaire montante (régime rT_+) de fréquence double (voir fig. 19).

Si T_3 est commandé par Q_I, la rampe linéaire est descendante (rT_-).

Si nous sommes en régime sinusoïdal, les rampes ne sont plus linéaires, mais sinusoïdales (régimes rS_+ et rS_-).

A noter que de telles rampes sinusoïdales sont bien difficiles à fabriquer autrement.

NB. : Un petit circuit optionnel, construit avec un 74HC00 permet, en modes « rampes », d'ajouter un diviseur par 2 supplémentaire, dans la chaîne du signal d'horloge. Dans ces conditions, les rampes ne sont plus délivrées à la fréquence double, mais à la fréquence nominale affichée (voir fig. 20).

d) Commutations

Les figure 21 à 24 donnent les schémas des commutations du TBF3.

Figure 21 : La commutation des **formes** est assurée par un commutateur rotatif à 3 galettes 1 circuit/12 positions. La première section K_{F1} contrôle l'entrée T du transistor d'inversion T_3. La seconde section K_{F2} commande les signaux de fonctionnement ST (passage sinus-triangle), R (passage en rectangulaire), tandis que la troisième section est réservée à la fonction Tone-Burst. Les composants R_{63}, D_{11} et D_{12} sont câblés sur ce commutateur. On remarquera que la sixième position de KF, notée TS, permet d'obtenir triangles et sinusoïdes alternés : soit un triangle suivi d'une sinusoïde (Tone-Burst 1/1) ; soit huit triangles suivis de huit sinusoïdes (Tone-Burst 8/8). Cette fonction est un peu folklorique, avouons-le, mais démontre la versatilité du TBF3. Les diodes D_{11} et D_{12} correspondent à la commande du circuit optionnel de la figure 20. Elles peuvent donc être sup-

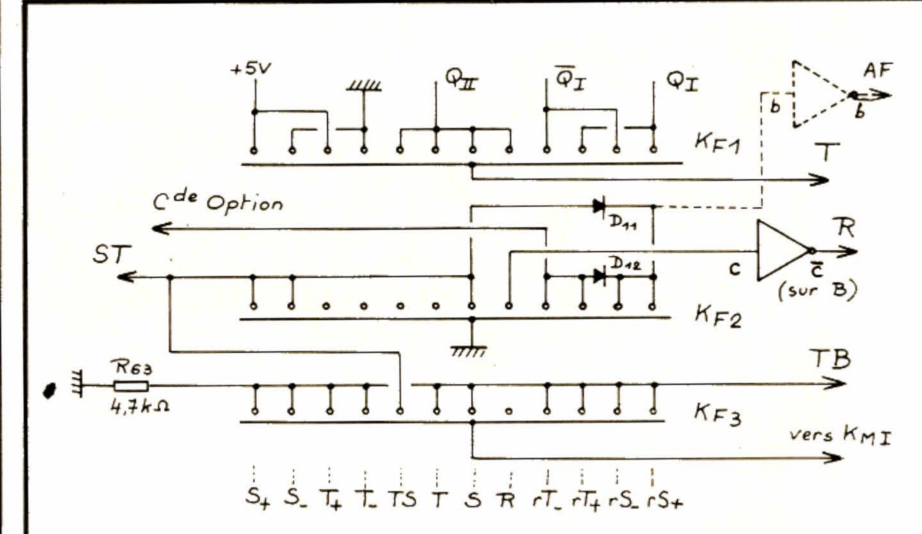


FIGURE 21. – Commutation des formes (par K_F).

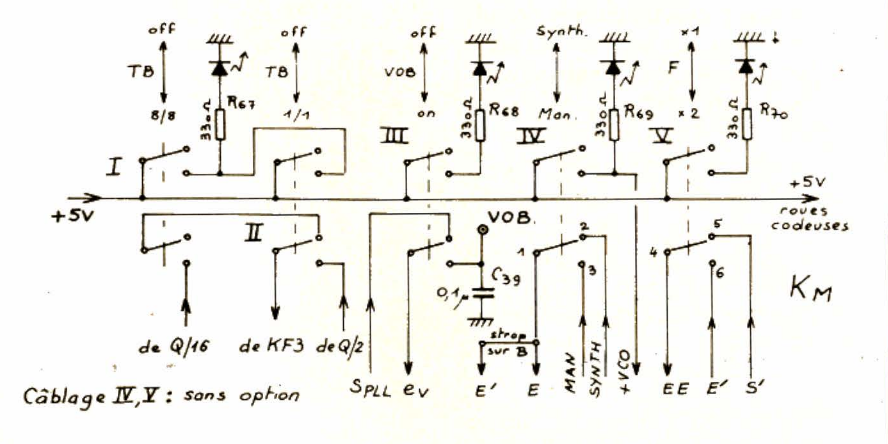


FIGURE 22. – Commutation des modes (par K_M).

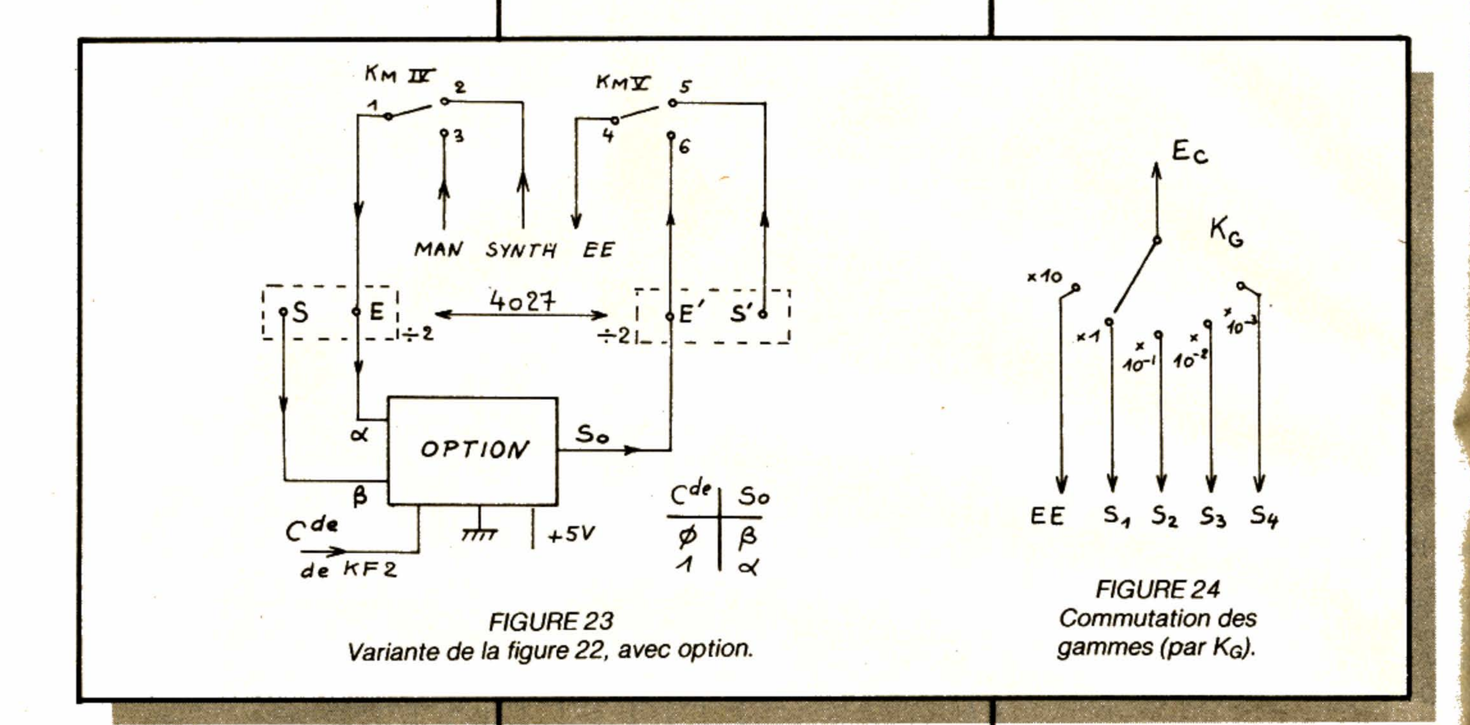


FIGURE 23
Variante de la figure 22, avec option.

FIGURE 24
Commutation des gammes (par K_G).

primées si ce circuit n'est pas utilisé. En pointillé, un circuit aussi optionnel et correspondant à un changement de page des mémoires 74S387. Il permet ainsi d'activer une « autre forme ». Cette autre forme remplace les sinusoïdes redressées des positions rS_+ et rS_-.

Figure 22 : Un commutateur à 5 touches assure la commutation des **modes.** Nous avons de gauche à droite : TB 1/1, TB 8/8, VOB on/off, Synth/Man et Fréq. x 1 ou x 2. Dès que l'une des cinq touches est enfoncée, mettant le TBF3 dans un mode particulier, une diode LED s'allume, le signalant à l'utilisateur, ceci afin d'éviter toute erreur d'interprétation. On notera que la fonction Tone-Burst est applicable pour toutes les formes sauf la rectangulaire. Cela donne des signaux parfois un peu curieux, comme le montrent les photos illustrant cet article.

Figure 23 : Cette figure correspond à une variante de la figure 22. On y montre le branchement optionnel du circuit de division supplémentaire par deux. Avec ce circuit, les **rampes** ont la fréquence nominale affichée et non la fréquence double. Nous l'avons déjà signalé.

Figure 24 : Il s'agit simplement du câblage du commutateur des gammes. Un seul circuit à 5 positions résoud aisément le problème.

7. L'ampli final

Le schéma est donné en figure 25. Nous avons simplement repris un montage à LM318 éprouvé dans nos générateurs de fonctions précédents. On ne sort pas des watts, mais un générateur BF n'est pas destiné à faire de la sonorisation. L'impédance de sortie n'est pas de 50 Ω, mais c'est de peu d'importance en BF ! La tension de sortie du DAC, disponible sur le potentiomètre P_G étant de 6 V_{cc} environ, il faut un gain ajustable entre 1,5 et 2 pour amener la tension crête-à-crête aux 10 V prévus. L'amploi est compensé aux fréquences élevées par l'ajustable C_{Aj3}. Une tension continue variable est appliquée sur l'entrée e_+ et provoque un décalage du signal, soit vers le positif, soit vers le négatif (Off-

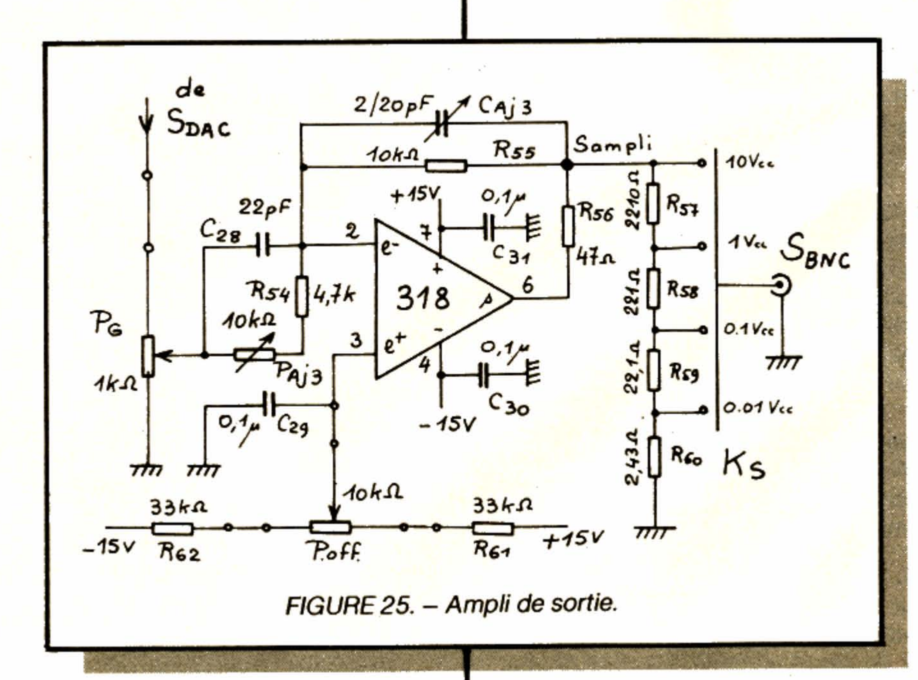


FIGURE 25. – Ampli de sortie.

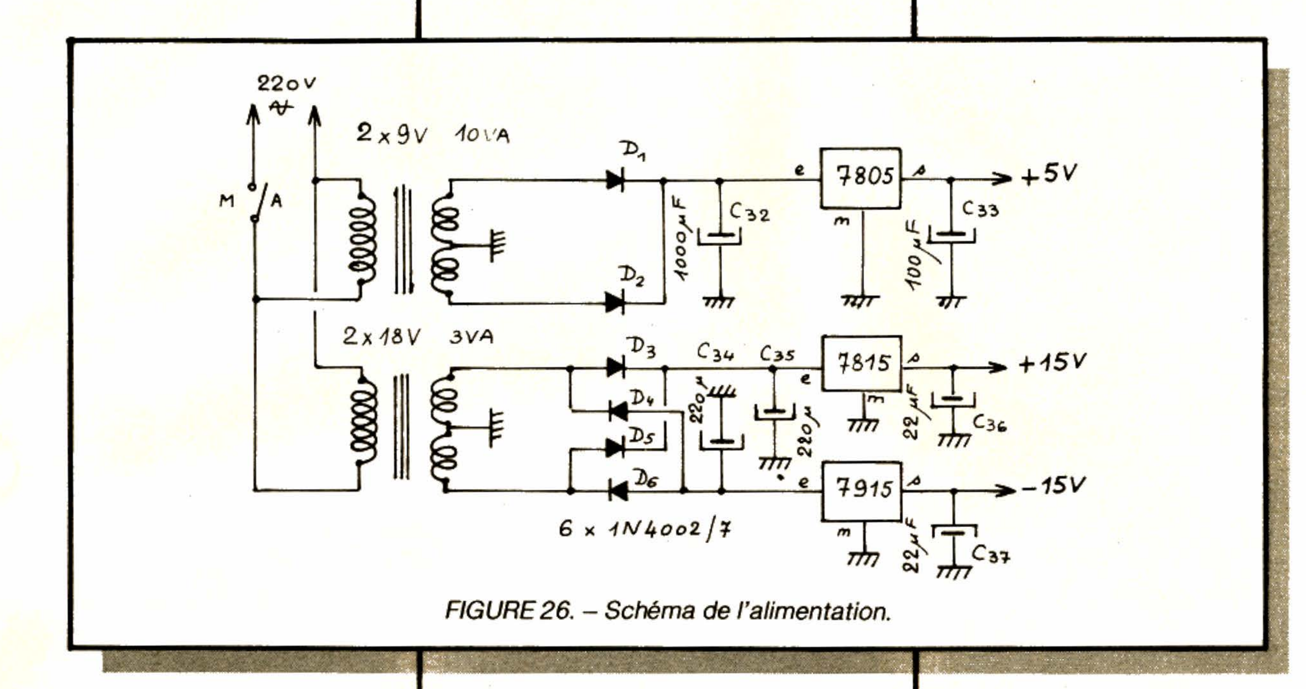


FIGURE 26. – Schéma de l'alimentation.

set). Le signal est finalement distribué par un atténuateur au pas de 10, délivrant donc 10 V_{cc}, 1 V_{cc}, 100 mV_{cc} ou 10 mV_{cc}. Pour cela, le réglage de gain P_q doit être au maximum (position calibré). Par ailleurs, pour chaque niveau de K_s, on peut ajuster la tension de sortie de 0 au maximum (mode décalibré).

8. Alimentation

Voir le schéma donné en figure 26.

Il nous faut les tensions suivantes : + 5 V, + 15 V et – 15 V. Les schémas retenus ne méritent aucun développement, tant ils sont classiques. Des régulateurs intégrés stabilisent parfaitement les trois tensions. La section + 5 V débite 0,35 A environ. Les sections +/– 15 V, une cinquantaine de milliampères.

Programmation des mémoires

Nous n'entrerons pas dans la technique même de programmation puisque, de toute façon, tant pour les PROM que pour les EPROM, il faut disposer d'un programmateur spécialisé et que l'étude de tels appareils déborde du cadre de cet article. Par contre, nous allons donner le principe de calcul des données à écrire dans les mémoires.

a) PROM 74S387

– La mémoire n° 1 contient les quatre MSB.
– La mémoire n° 2 contient les quatre LSB.
– Les 64 premières cases, soit de $00 à $3F contiennent les données sinus.
– Les 64 suivantes, de $40 à $7F, contiennent les données triangle.

Données sinus

La formule de calcul des données est la suivante :

d = 255 × sin (90° × n/63)

n étant le numéro de l'échelon (de 0 à 63). Les angles sont en degrés.

Un exemple :

Calcul de l'échelon 39.

d = 255 × sin (90 × 39/63)
d = 255 × sin (55°71)
d = 255 × 0,8262
d = 210,69
d ≃ 211

Le nombre 211 doit donc être placé dans la case mémoire 39 :

Décimal	Binaire	Hexadécimal
211 39	1101 0011 0010 0111	D3 27

En conclusion :

La case $27 de la mémoire n° 1 doit contenir 1101 (MSB), soit $D.

La case $27 de la mémoire n° 2 doit contenir 0011 (LSB), soit $3.

... Il reste à faire de même pour les 63 échelons restants !!

Données triangle

Calcul identique au précédent en utilisant la formule :

d = 255 × n/63

EPROMS 2716

C'est un peu plus délicat. Nous exposerons la méthode sur un exemple choisi entre les valeurs 100 et 1023 affichables par les roues codeuses.

Exemple : 157.

Les sorties des roues codeuses donnent donc :

Centaines	Dizaines	Unités	
1 0001	5 0101	7 0111	en décimal en BCD

L'adresse mémoire est fournie par les 11 bits de gauche de ce résultat :

0001 0101 011

complétés à 12 par un 0 au MSB :

00001 0101 011

soit, en écrivant normalement par groupe de 4 bits :

	0000	1010	1011
donc en hexa :	0	A	B

soit : $0AB.

Dans la case mémoire située à cette adresse doivent se trouver les 8 MSB de la valeur en binaire pur de 157 :

157 = 0010 | 011101
soit, en hexa : 2 | 7
dont : $27.

Conclusion : la case mémoire $0AB doit contenir la donnée $27.

N.B. :

Pour ce qui nous concerne, les calculs précédents ont été traités entièrement à l'ordinateur, y compris la conversion en HEXA nécessaire à l'entrée des données dans la plupart des programmateurs.

La formule des données TRIANGLE, indiquée ci-dessus, oblige à des arrondis. C'est un peu gênant en pratique, car le triangle ainsi généré présente de très petits accidents de forme, à intervalles réguliers. Nous avons donc préféré choisir une autre méthode consistant à progresser régulièrement à partir de 0 et en grimpant de 4 unités à chaque échelon : 00, 04, 08, 12, 16 et ainsi de suite. La formule de calcul est d'ailleurs évidente. Il s'agit de :

$d = 4 \times n$

Toutefois, dans ces conditions, le dernier échelon, obtenu avec n = 63, se trouve au niveau : $d = 4 \times 63 = 252$, au lieu des 255 de la formule sinus et triangle précédente. Le triangle a une amplitude très légèrement inférieure à celle de la sinusoïde. En fait, c'est à peine visible et nous avons préféré cette solution.

Pour remplacer la « sinusoïde redressée (par une véritable sinusoïde à demi-amplitude et fréquence double (sans option), la formule de calcul est nettement plus complexe :

$$d = 255/2 \times (\sin [-90 + (180 \times n/63] + 1)$$

avec les angles en degrés.

Bien entendu, les fractions restantes des mémoires PROM peuvent contenir une forme de votre choix dont nous laissons, et pour cause, le plaisir du calcul de ses échelons.

Pour les EPROM, le calcul montrera l'existence de secteurs vides dans la région programmée. Cela est dû au caractère BCD des adresses. Dans ces cases, on ne programmera rien, c'est-à-dire que la donnée $FF d'origine sera conservée et bien sûr écrite dans le listing de programmation.

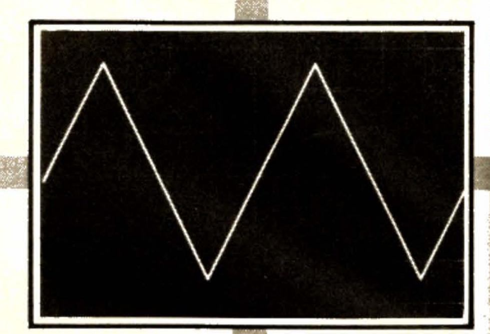
Enfin, petit détail d'ordre pratique, les mémoires du TBF3 pourront être obtenues préprogrammées selon un processus indiqué plus loin, dans la liste des composants, tout un chacun ne disposant pas d'un programmateur.

Par ailleurs, l'auteur pourra fournir un listing de programmation.

(A suivre)

P. THOBOIS

VARIANTES DU TBF 3



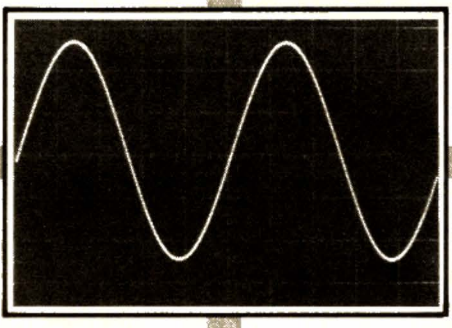


PHOTO 2. – Une bien belle sinusoïde à 3 kHz.

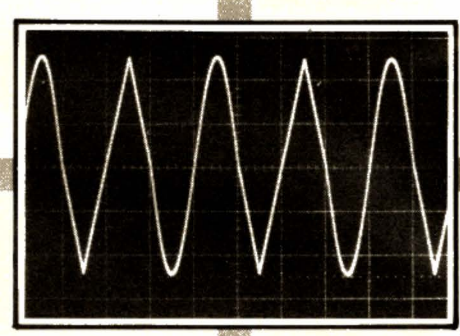


PHOTO 3. – Le TBF3 permet le mélange des formes sinus et triangle !

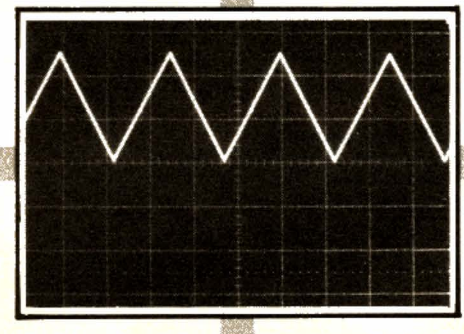


PHOTO 4. – Triangle positif (T_+) à fréquence double : ici 10 kHz.

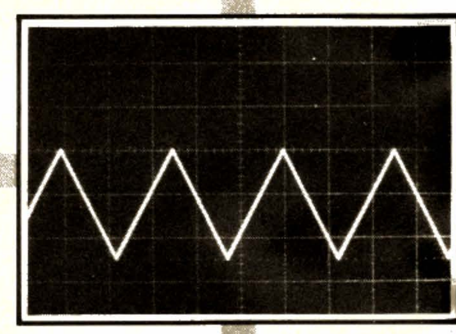


PHOTO 5. – Même signal, mais en régime T_-.

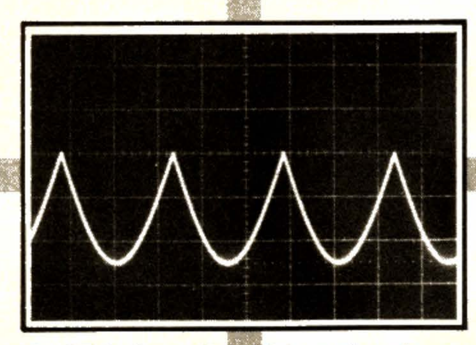


PHOTO 6. – Sinusoïde redressée en régime S_-.

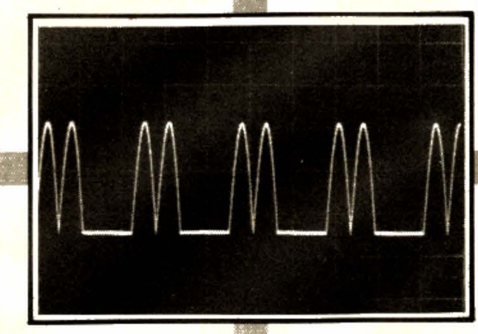


PHOTO 7. – Sinusoïde redressée positive (S_+) avec Tone-Burst 1/1.

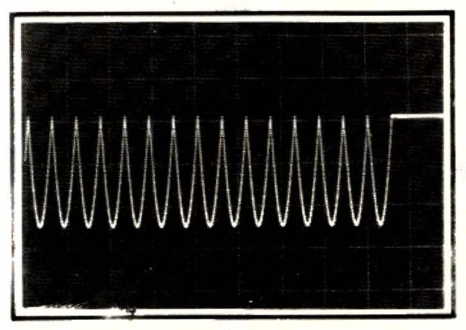


PHOTO 8. – *Sinusoïde redressée négative* (S_-) *avec Tone-Burst 8/8.*

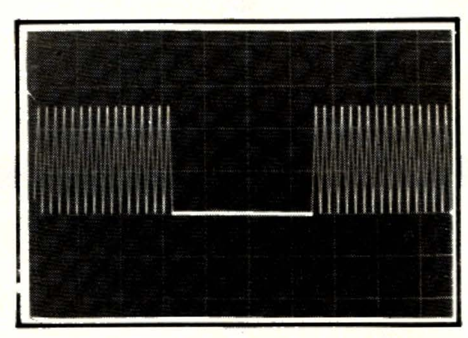


PHOTO 9. – *Triangle positif* (T_+) *avec Tone-Burst 8/8.*

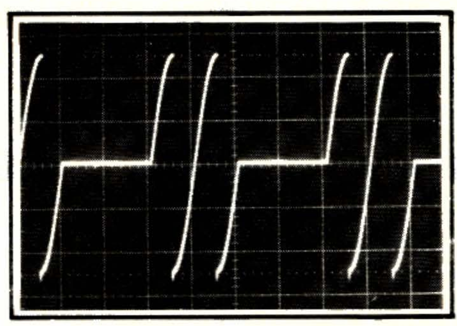


PHOTO 10. – *Rampe sinusoïdale montante* (rS_+) *avec Tone-Burst 1/1.*

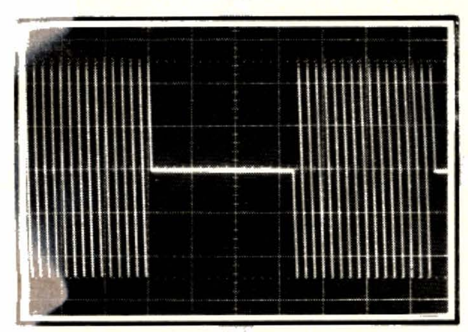
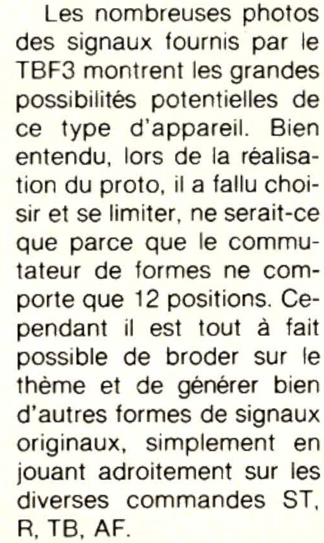


PHOTO 11. – *Rampe linéaire descendante* (rT_-) *avec Tone-Burst 8/8.*



Les nombreuses photos des signaux fournis par le TBF3 montrent les grandes possibilités potentielles de ce type d'appareil. Bien entendu, lors de la réalisation du proto, il a fallu choisir et se limiter, ne serait-ce que parce que le commutateur de formes ne comporte que 12 positions. Cependant il est tout à fait possible de broder sur le thème et de générer bien d'autres formes de signaux originaux, simplement en jouant adroitement sur les diverses commandes ST, R, TB, AF.

Si vous désirez vous amuser, la matière ne manque pas. Nous en resterons là cependant pour le TBF3 de base.

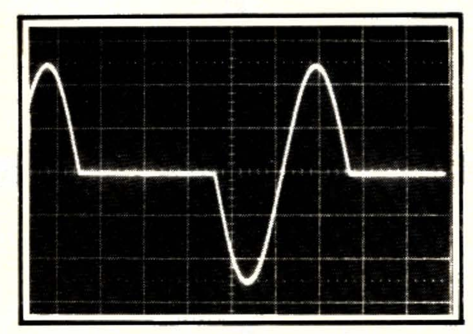


PHOTO 12. – *Sinusoïde simple avec Tone-Burst 1/1.*

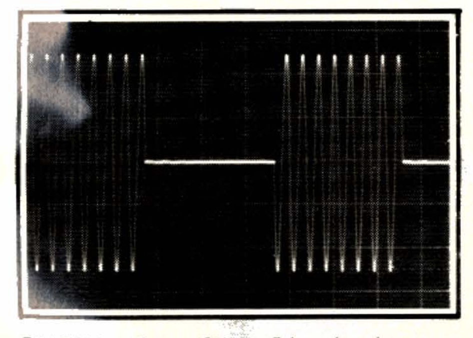


PHOTO 13. – *Sinusoïde simple avec Tone-Burst 8/8.*

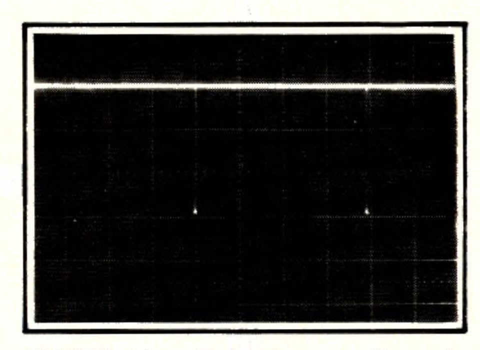


PHOTO 14. – *Tops de verrouillage de la PLL sur le picot 28 du MC 145151.*

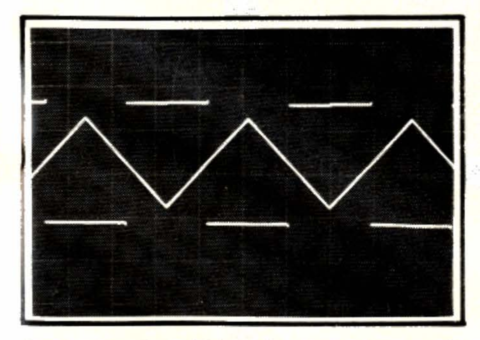


PHOTO 15. – *Triangle normal avec le signal* Q_{11} *de commande d'inversion de* T_3.

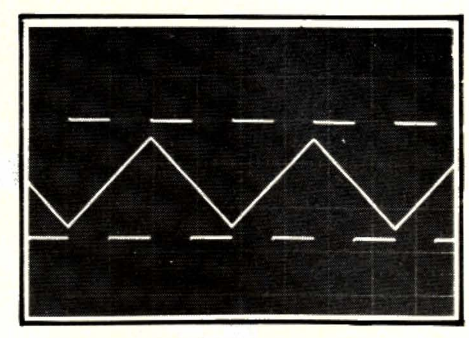


PHOTO 16. – *Triangle normal avec le signal* Q_1 *de commande de comptage et décomptage.*

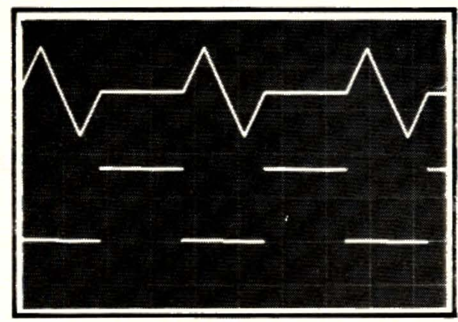
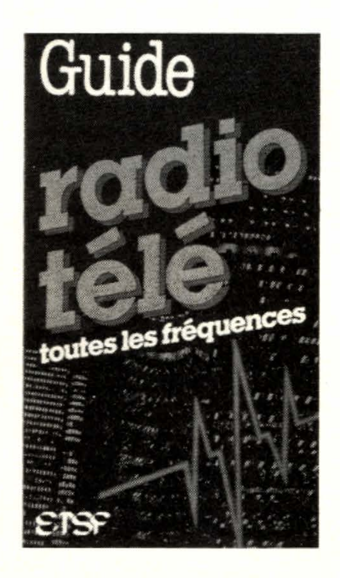


PHOTO 17. – *Triangle normal avec Tone-Burst 1/1 et signal* Q_0 *commandant TB du 74LS541, provenant de* Q_0 *du 74LS93.*

BIBLIOGRAPHIES

GUIDE RADIO TELE
par Bernard Fighiera et Patrick Gueulle



Il s'agit de la 6e édition entièrement remaniée de ce guide destiné à tous les auditeurs, des branchés des radios libres aux passionnés d'écoute des stations ondes courtes. Il est également très utile aux téléspectateurs, les habitués des chaînes nationales comme les curieux qui cherchent à capter les télévisions étrangères. De nombreux tableaux indiquent très clairement les fréquences et présentent une large sélection des émetteurs tant publics que privés.

Vous y trouverez : la répartition des fréquences, les moyens de réception radio-TV, la radio et la télévision française, les radios libres, les satellites, à l'écoute du monde, les fréquences radiomaritimes.

En vente par correspondance à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.
Editeur : E.T.S.F.

MACINTOSH, QUELS LOGICIELS ?
par P. Courbier



Comme promis, la convivialité de Macintosh et l'intérêt manifesté par les utilisateurs ont eu pour effet de le voir évoluer tant sur le plan du matériel que du logiciel. Après « Connaissez-vous Macintosh ? », Pierre Courbier vous invite à découvrir l'étendue du domaine d'expression des concepteurs de programmes, des applications bureautiques élaborées aux jeux, en passant par les logiciels de communication ou de gestion de bases de données.

Principaux chapitres : Le Mega-Micro, Macintosh 512 Ko, le lecteur externe, le disque dur ; TéléMactique, Télémac, Mac Tell ; Un traitement de texte « pro », Macword ; Un réservoir à idées, Think Tank ; Traitons les bases de données ; Les banques d'images, Da Vinci, Mac the Knife, ClickArt ; La troisième dimension, MacSpace ; Une ludothèque en expansion.

En vente par correspondance à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Editeur : E.T.S.F. (collection Micro-Systèmes n° 24).

FAITES DE L'ARGENT AVEC VOTRE MICRO
par P. Gueulle

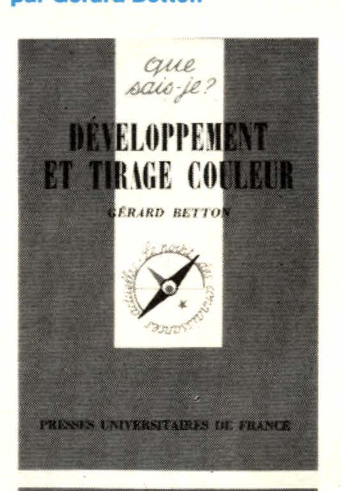


Dans cet ouvrage, Patrick Gueulle vous indique de nombreux moyens de rentabiliser votre passion pour l'informatique. Chaque suggestion d'activité découle d'une étude précise de la question ou d'une expérience de l'auteur.

Principaux chapitres : A la recherche d'une clientèle ; Petite étude de marketing ; Commercialisez vos meilleurs programmes ; S.O.S. problèmes ; Faites travailler vos imprimantes, magnétophones, utilitaires ; Devenez micro-dépanneur ; Traitement de texte, tris, classements ; La sélection des concours ; Faites-vous éditer ; Combinez plusieurs activités.

En vente par correspondance à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.
Editeur : E.T.S.F. (collection Micro-Systèmes n° 25).

DEVELOPPEMENT ET TIRAGE COULEUR
par Gérard Betton



Les procédés de traitement des surfaces sensibles couleur, négatives ou positives, ont été simplifiés à l'extrême et, aujourd'hui, le développement et le tirage couleur ne présentent pas plus de difficulté qu'en noir et blanc. Ainsi, comme pour le noir et blanc, il suffit de deux bains – un révélateur et un blanchiment/ fixage – et moins de dix minutes pour le traitement de films ou papiers négatifs couleur. Il est très facile d'obtenir des agrandissements en couleurs d'une excellente qualité, surtout à partir de diapositives, procédé positif-positif, pour lequel la détermination du filtrage correct pour éliminer les dominantes ne pose aucun problème. Désormais, tout amateur soigneux est capable d'obtenir des images souvent plus belles, quant à la finesse et au rendu des couleurs, que celles fournies par les grands laboratoires industriels effectuant des tirages en série. De plus, les effets spéciaux, interventions diverses à l'agrandissement ou au cours du traitement, ne sont en général possibles que si l'amateur effectue lui-même ses tirages.

Un livre documenté, écrit dans un langage clair. C'est un guide pratique, une synthèse des progrès les plus récents, pour tous les photographes amateurs qui désirent réaliser eux-mêmes leurs travaux couleur.

Editeur : « Que Sais-je ? » (P.U.F.).

LES TUBES A COINS CARRES FS 10 DE VIDEOCOLOR

De nouveaux tubes font leur apparition dans les derniers téléviseurs Thomson. Outre leur forme plus rectangulaire à « coins carrés », ils offrent une image de contraste plus élevé (30 %) et plus fine, ce qui est essentiel pour l'affichage de caractères et de graphismes générés par les ordinateurs domestiques, les jeux électroniques et les nouveaux services (Antiope). Ces tubes, utilisant de nouvelles technologies de fabrication, sont produits en grande série dans l'usine italienne de Vidéocolor, une filiale de Thomson, à Anagni.

D'importants investissements font de cette usine la première d'Europe avec une production qui atteindra trois millions de tubes couleurs en 1986.

Pour le téléspectateur, l'utilisation par les fabricants des nouveaux tubes FS 10 de Vidéocolor va se traduire par une image plus grande. Ainsi, le modèle fabriqué actuellement présente-t-il une diagonale de 71 cm, soit 10 % de plus que le modèle 67 cm traditionnel. D'ici le mois de septembre, l'usine produira un tube de 63 cm de diagonale, destiné à remplacer le 56 cm actuel. Par rapport à ce dernier, l'accroissement de surface est de 18 %, ce qui le rapproche du 67 cm actuel. A la fin de l'année, sortira des chaînes un tube de 55 cm de



LES TUBES A COINS CARRES FS 1

diagonale d'une surface 8 % supérieure à celle du modèle 51 cm. L'amélioration du contraste de l'image est également très visible (30 % de mieux) ainsi que celle de la finesse de l'image, plus favorable à l'affichage de caractères. A terme, ces nouveaux tubes devraient donc remplacer les modèles actuels, sauf peut-être dans les modèles économiques de petites dimensions.

STRUCTURE DU TUBE FS 10

Pour reproduire les couleurs, la télévision utilise la superposition de trois images monochromes rouge, verte et bleue. Cette superposition est assurée dans le tube à masque perforé (shadow mask) dont le principe est illustré figure 1.

Il s'agit, en fait, de la juxtaposition dans une même ampoule de trois tubes monochromes. Trois canons à électrons émettent respectivement des faisceaux électroniques correspondant aux images rouge, verte et bleue. L'écran est constitué de bandes parallèles groupées par séries de trois émettant les couleurs rouge, verte et bleue lorsque les électrons issus des canons les frappent.

Pour que les électrons produits par le canon « rouge » ne frappent que les bandes « rouges », un masque perforé est inséré sur le trajet des électrons. Ce masque, judicieusement placé, permet également aux électrons émis par le canon « bleu » de ne frapper que les bandes « bleues » et ceux issus du canon « vert » ne frappent que les bandes « vertes ».

Si l'œil est suffisamment éloigné de l'écran, la superposition des trois images paraît n'en former qu'une, alors en couleurs.

Le tube FS 10 fonctionne selon ce principe, avec cependant de nombreuses améliorations.

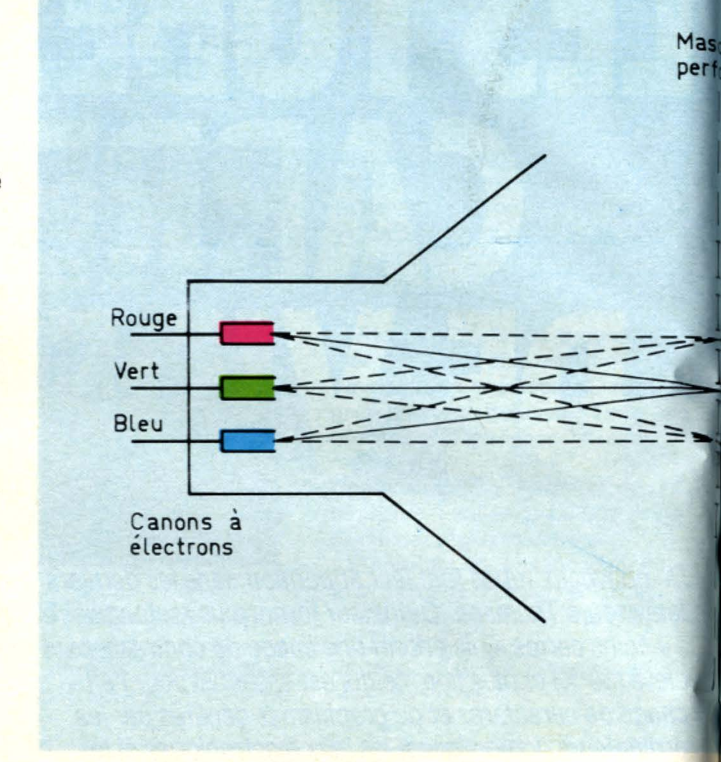


Fig. 1. – Principe du tube à masque perforé.

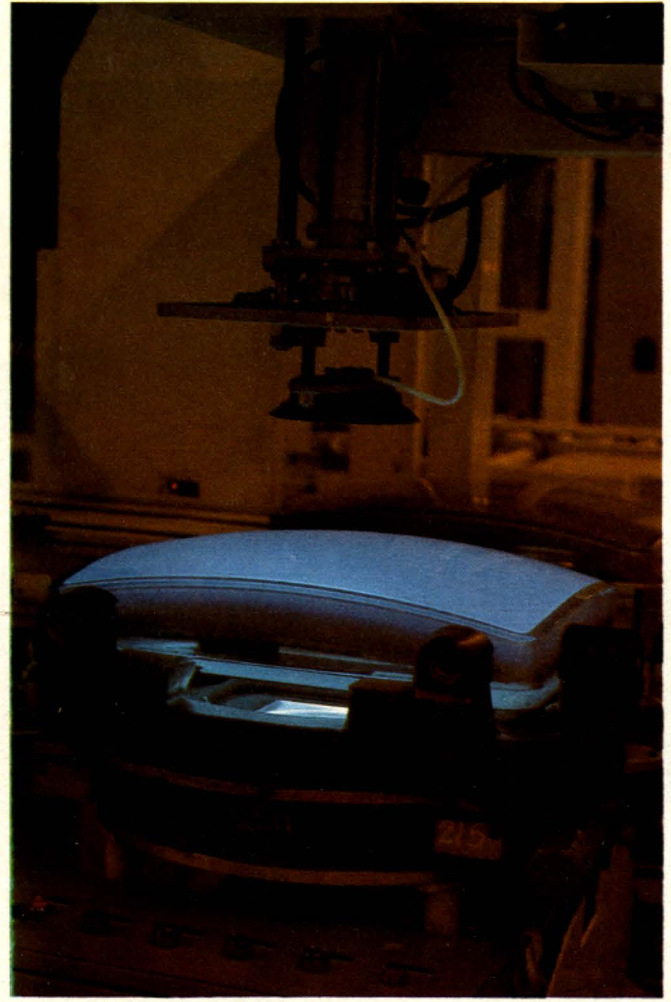
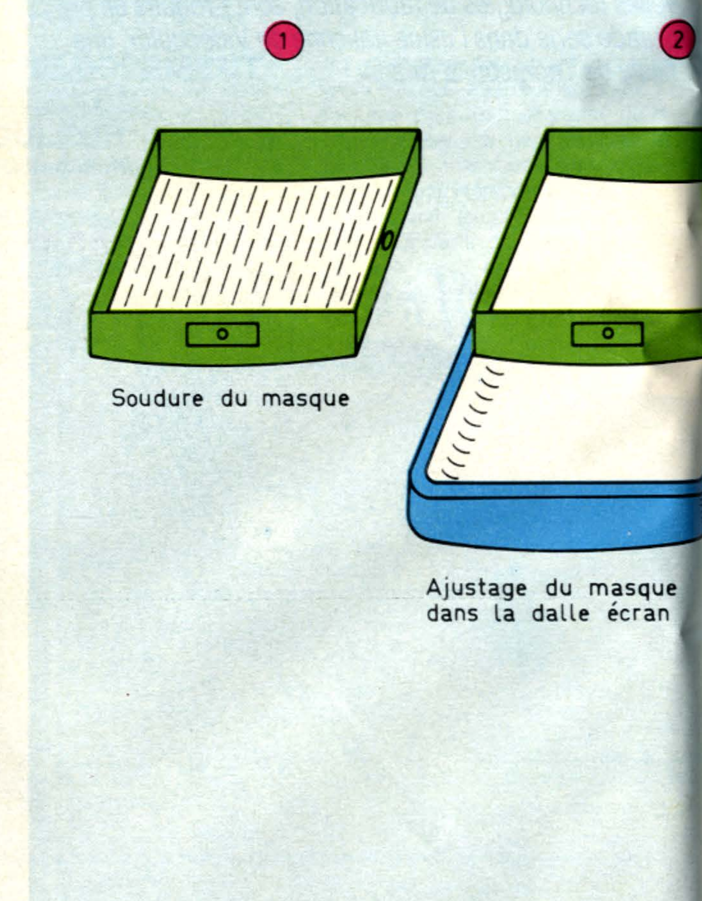
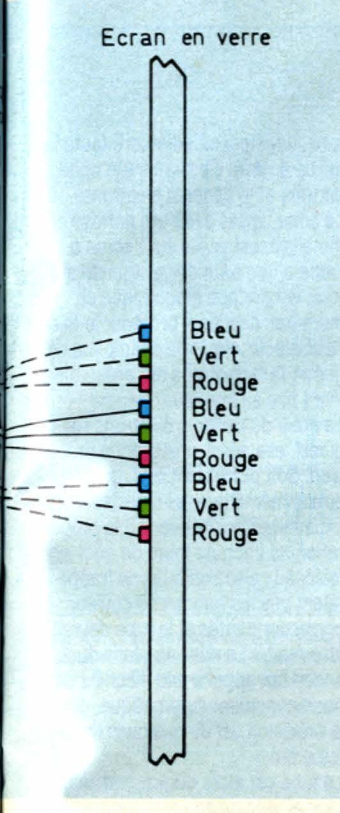


Photo 1.– Insolation d'une couche photosensible pour la réalisation des luminophores de l'écran.



DE VIDEOCOLOR



La première, destinée à améliorer le contraste de l'image, consiste à séparer les bandes de produits sensibles aux électrons – les luminophores – par un revêtement noir (Black Matrix). Cette meilleure séparation des points lumineux de l'écran accroît le contraste de près de 30 %, améliore le rendu des couleurs, même lorsque la lumière ambiante est intense, et donne un aspect plus sombre à l'écran lorsque le récepteur n'est pas en service.

La seconde amélioration porte sur les canons à électrons. Ceux-ci, regroupés dans un ensemble unique, sont dotés d'une optique électronique plus performante qui conduit à un spot plus petit, donc à une plus grande finesse de l'image.

Enfin, un nouveau déviateur a été mis au point pour tirer le maximum de profit des nouvelles caractéristiques du tube FS 10 : meilleure géométrie de l'image et meilleure convergence des trois faisceaux.



ig. 2. – Principales étapes de la fabrication d'un tube.

Photo 2. – Machine de réglage des déviateurs.

LES TUBES A COINS CARRES FS 10

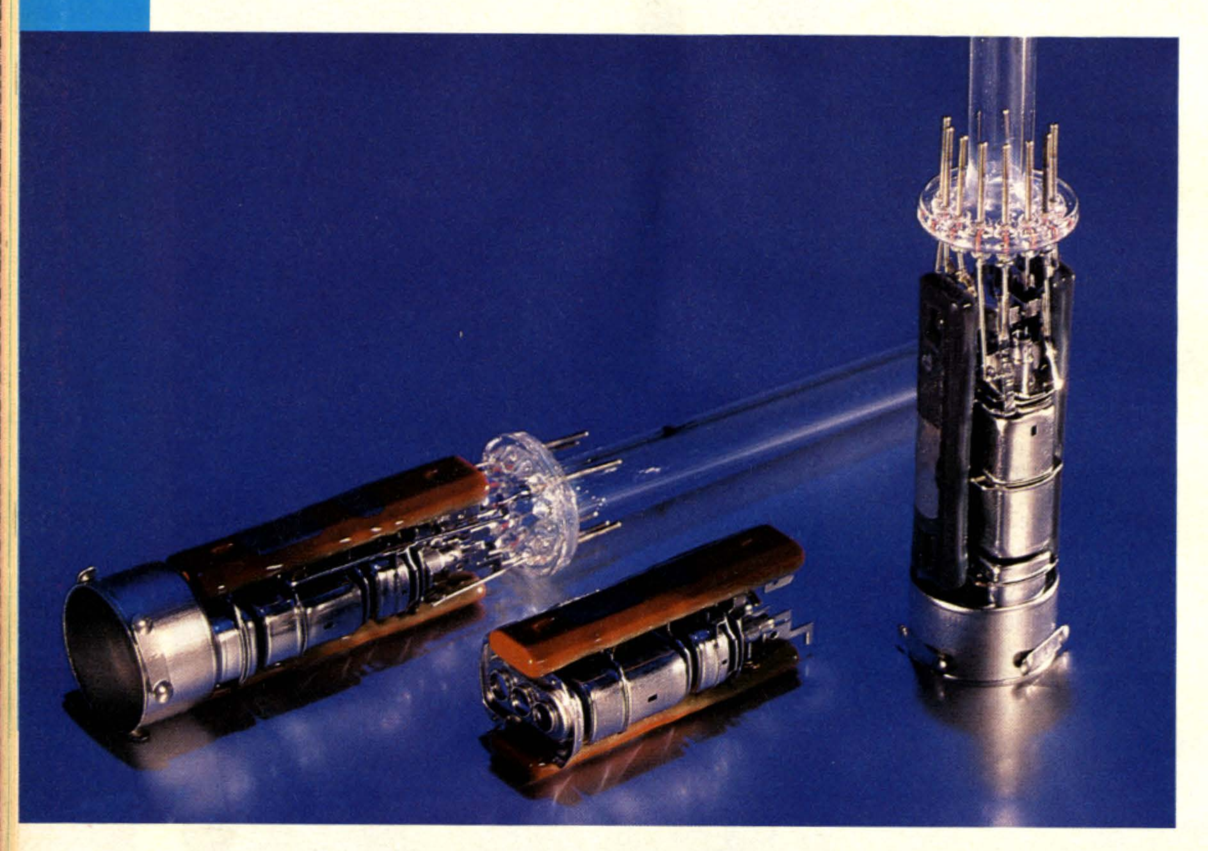
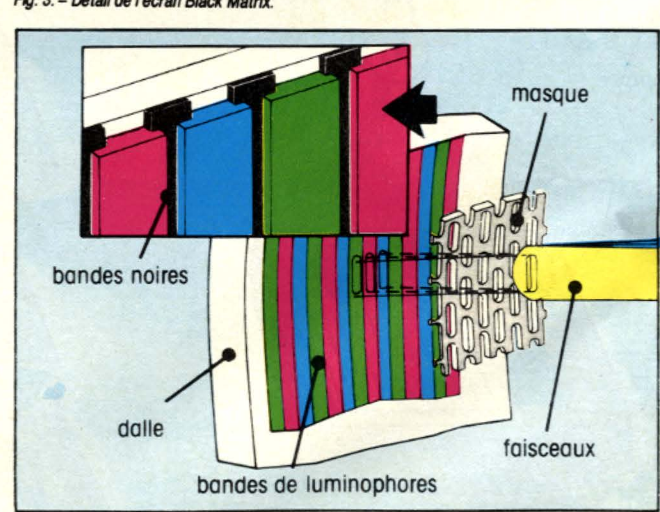


Photo 3. – Le canon à électrons du nouveau tube FS 10.

UNE FABRICATION DE HAUTE PRECISION

Le processus de fabrication du tube, très complexe, fait largement appel à des machines automatiques et à des robots de manutention, en raison de la grande précision requise dans l'exécution des différentes phases de la fabrication.
Les meilleures performances du tube FS 10 n'ont pu être acquises que par l'introduction de phases supplémentaires (couche Matrix) et un resserrement des tolérances de fabrication.
Cette fabrication débute par l'assemblage du masque perforé sur un cadre métallique rigide fixé ultérieurement derrière l'écran.
La très faible épaisseur du masque (0,15 mm), sa fragilité et la précision requise pour son positionnement à l'intérieur du tube, imposent le recours à une machine automatique de soudage. Une fois cette opération réalisée, le masque est décapé et passé au four pour élimination des résidus du traitement et dégazage, puis ajusté derrière l'écran, qu'il va équiper.
A partir de ce moment, écran et masque sont appariés et suivront ensemble la chaîne de fabrication jusqu'à la fermeture du tube.
La réalisation des luminophores est la phase la plus précise et la plus critique du processus. La première couche déposée est celle des bandes noires du « Black Matrix ». On retire provisoirement le masque de l'écran et l'on répand à l'intérieur de ce dernier une couche photosensible. Après séchage, le masque est remis en place et la couche est exposée au travers du masque à trois sources lumineuses situées exactement à l'emplacement futur des canons à électrons. La couche est développée et éliminée aux points frappés par la lumière. Les trois couches de luminophores sont réalisées successivement selon un procédé similaire. L'usine d'Anagni dispose de lignes de fabrication d'écrans entièrement automatisées pour améliorer la précision de positionnement du masque lors de ses extractions répétées.

Fig. 3. – Détail de l'écran Black Matrix.



Une fois les luminophores déposés, l'écran passe au four pour cuisson et dégazage de ces derniers. Après contrôle, l'écran est dirigé vers la ligne d'assemblage avec son masque (ou décapé et repris sur la ligne de production en cas de défaut).
Pour terminer la fabrication du tube, il reste à lui adjoindre toute la partie arrière, c'est-à-dire le cône du tube et le canon à électrons.
Le cône. après avoir été nettoyé et métallisé, est scellé sur l'écran à l'aide d'une pâte de verre cuite au four, le blindage magnétique en mumétal, destiné à protéger le faisceau électronique du champ magnétique terrestre, a été préalablement fixé à l'intérieur.
La pose du canon à électrons requiert, elle aussi, une grande précision. Son placement doit, en effet, être le même que celui des sources lumineuses qui ont servi à la préparation de l'écran : faute de quoi les faisceaux électroniques ne frapperaient pas les bandes de couleur correspondantes et le tube devrait être rejeté. La mise en place du canon fait appel à une machine de positionnement automatique, dont la précision est de quelques minutes d'arc.
Le tube est alors dégazé par chauffage et vidé de son air. Comme pour tous les tubes électroniques, les cathodes des canons doivent être chauffées un certain temps avant d'émettre des électrons de façon régulière. Les tests électriques du tube peuvent alors débuter ; le tube est ensuite muni de son déviateur pour ses derniers réglages.

LES REGLAGES DU DEVIATEUR

Le tube FS 10 est, comme ses prédécesseurs, un modèle à canons

DE VIDEOCOLOR

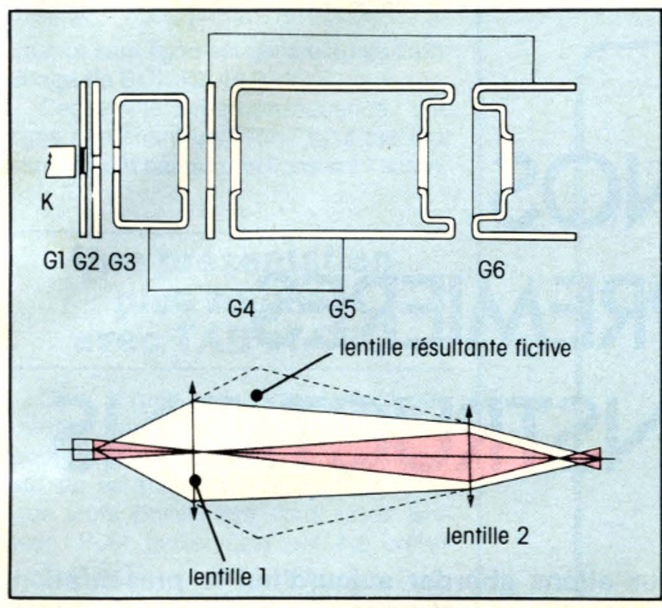


Fig. 4. – La lentille électronique G1 réalise une mise en forme du faisceau électronique pour compenser les déformations engendrées par le déviateur ; G3, G4, G5 assurent la préfabrication ; G5 et G6 fournissent les trois faisceaux définitifs.

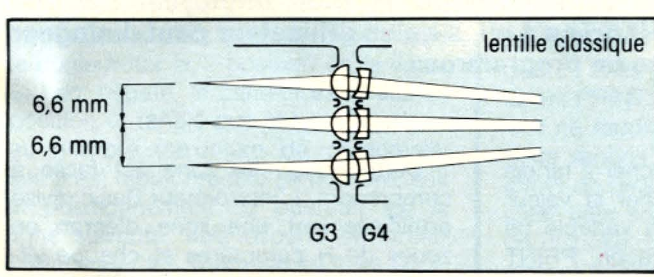


Fig. 5. – Lentille électronique classique.

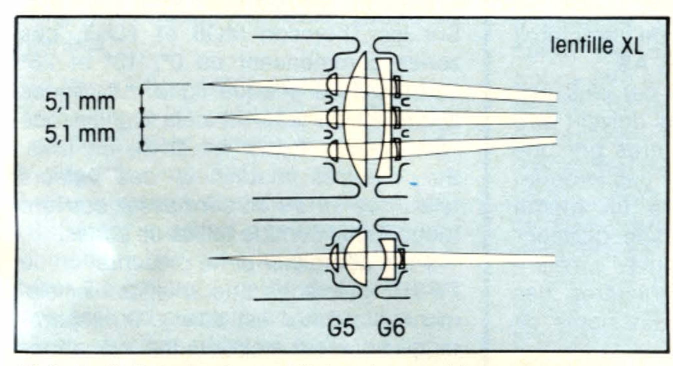
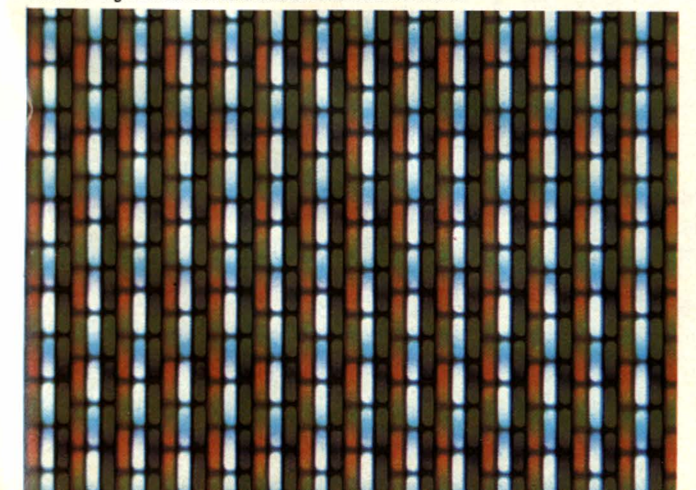


Fig. 6. – Lentille électronique du canon à électrons du nouveau tube.

Photo 4. – Agrandissement de la structure d'écran Black Matrix.



coplanaires, il ne nécessite pas de réglages extérieurs de convergence, la convergence statique et la pureté sont assurées par des aimants multipolaires placés sur le col du tube, et la convergence dynamique, réalisée par le déviateur. Ce dernier est donc ajusté en usine sur chaque tube à l'aide d'un équipement spécifique. Cette machine fournit, à partir de commandes très simples exécutées par l'opérateur en fonction de l'image affichée sur le tube, tous les déplacements mécaniques du déviateur nécessaires pour obtenir une image couleurs correcte. Elle assure aussi la fixation de ce dernier lorsque les réglages sont terminés. Quant aux réglages des aimants multipolaires, la machine commence par calculer les champs magnétiques nécessaires en fonction des commandes de l'opérateur. Une bague métallique, placée sur le col à la sortie des canons à électrons, est alors aimantée automatiquement de façon à obtenir les champs magnétiques déterminés précédemment.
Après immobilisation de tous ces éléments par collage, le tube est alors prêt pour l'expédition chez le fabricant de téléviseurs.

Paul RIBERA



Photo 6. – Un récepteur équipé du tube 71 cm à coins carrés.

L'origine des principaux constituants du tube

La verrerie, c'est-à-dire l'écran et le cône (partie arrière) sont produits principalement par Corning en France et Schott en RFA. Quelques tubes de petites dimensions utilisent des verreries d'origine japonaise.

Les masques sont sous-traités à des firmes qui sont spécialisées en photogravure d'après une conception propre au fabricant du tube.

L'usine Vidéocolor de Lyon produit la totalité des canons à électrons et, accessoirement, quelque 800 000 tubes par an.

Les déviateurs sont fabriqués dans une usine du groupe à Genlis. Les luminophores utilisent des composants aux « terres rares » de Rhône-Poulenc.

L'ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE



NOS PREMIERES INSTRUCTIONS

Nous allons aborder aujourd'hui la présentation des premières instructions « actives » du Basic avec, tout d'abord, les instructions d'entrées/ sorties, qui sont parmi les plus employées puisque c'est grâce à elles qu'un utilisateur peut dialoguer avec un programme.

L'instruction PRINT

Cette instruction permet d'afficher des informations sur l'écran du micro-ordinateur ou sur l'écran du terminal qui lui est connecté. Le nom qui lui est donné est logique puisque « print » signifie, en anglais, imprimer et que les premiers ordinateurs ne disposaient comme organes de sortie que de télé-imprimeurs (improprement appelés télétypes), qui étaient assimilables à de grosses machines à écrire électriques.

PRINT fait afficher toutes les informations qui la suivent sur l'écran, informations dont la disposition et le type influent sur le format de l'affichage. Nous allons voir tout cela très en détail car vous vous rendrez compte assez vite que la partie « intelligente » d'un programme est souvent très courte, tandis que les zones réservées aux entrées/sorties occupent une place importante.

PRINT peut être suivie de constantes numériques, de noms de variables, de chaînes de caractères exprimées directement ou de noms de chaînes de caractères. En d'autres termes, PRINT peut être suivie par tout ce qu'un interpréteur Basic sait manipuler.

Ainsi PRINT 2 fait-il afficher 2 tandis que PRINT TITI fait afficher la valeur affectée au préalable à la variable de nom TITI. De la même façon, PRINT « HAUT-PARLEUR » fait afficher le nom de votre journal favori, alors que PRINT A$ fait afficher la chaîne de caractères affectée au nom de chaîne A$.

PRINT peut être suivie par plusieurs informations à afficher, qui doivent être séparées les unes des autres par une virgule ou un point virgule. Les informations contenues derrière un même PRINT peuvent être de type quelconque et l'on peut ainsi trouver « mélangées » des chaînes de caractères, des constantes numériques, des noms de variables, etc.

L'affichage sur l'écran commence à la position courante du curseur, qui peut avoir été définie par d'autres instructions que nous verrons un peu plus tard, et se comporte de façon différente selon que le séparateur d'informations est une virgule ou un point virgule. En effet :

– Toute information suivie par un point virgule est affichée suivie d'un espace, le curseur se positionnant ensuite après cet espace ;

– toute information suivie d'une virgule est affichée suivie par un certain nombre d'espaces permettant au curseur de se placer en début de zone suivante.

Cette notion de zone est facile à comprendre. L'interpréteur Basic divise artificiellement une ligne d'écran en zones de N caractères et chaque virgule successive derrière un PRINT fait passer le curseur à la zone suivante. Sur les Thomson MO5 et TO 7, ces zones commencent au 0e, 13e et 26e caractère de chaque ligne. Les lignes ayant 40 caractères, cela signifie que l'interpréteur Basic les divise en trois. Sur d'autres machines, des valeurs telles que 10 ou 16 sont assez souvent rencontrées comme tailles de zones.

Pour compléter cette présentation de PRINT, précisons que si le dernier élément à afficher est suivi d'un séparateur, le curseur respecte les indications vues ci-avant, alors que s'il n'existe aucun séparateur, un retour chariot saut ligne est automatiquement généré. Le programme suivant :

10 PRINT « BONJOUR » ;
20 PRINT « MONSIEUR »

fait ainsi afficher BONJOUR MONSIEUR puisque la première ligne de PRINT se terminait par un point virgule, tandis que :

10 PRINT « BONJOUR »
20 PRINT « MONSIEUR »

fait afficher BONJOUR sur une ligne et MONSIEUR sur la suivante puisque, la première ligne de PRINT ne se terminant pas par un séparateur, un retour

chariot saut ligne est généré après l'affichage de BONJOUR.

Ceci a une autre conséquence : une ligne contenant un PRINT seul fait tout simplement sauter une ligne sur l'écran.

Une présentation plus soignée avec TAB et SPC

Si la virgule et le point virgule permettent déjà de faire un minimum de présentation des informations à afficher sur un écran, il faut bien reconnaître que leurs possibilités sont assez limitées. Pour pallier cela ont été créées TAB et SPC.

TAB s'utilise de la façon suivante : TAB (I) où I est soit un nombre, soit le nom d'une variable numérique. Cette instruction a alors pour effet de placer le curseur sur la Iᵉ position de la ligne. Si I est négatif, le curseur est placé en position 0, tandis que si I est supérieur au nombre maximum de caractères, soit il est réduit modulo ce nombre, soit le positionnement se poursuit sur la ligne suivante, cela dépend de l'interpréteur. Sur les Thomson MO5 et TO 7, le nombre maximum de caractères de la ligne est 40 et I est réduit modulo ce nombre.

L'instruction SPC, contrairement à TAB, ignore les positions absolues sur une ligne mais travaille en relatif. Elle s'utilise comme TAB au point de vue écriture, c'est-à-dire sous la forme SPC (I), I étant aussi un nombre ou le nom d'une variable numérique. SPC fait générer I espaces à partir de la position courante du curseur. Ici aussi, si la position obtenue dépasse la fin de ligne, plusieurs comportements peuvent être envisagés et dépendent de votre interpréteur.

Ces deux instructions s'utilisent au sein d'une ligne de PRINT comme des informations à afficher. Elles sont placées aux endroits de la ligne de PRINT où elles doivent agir et sont séparées des autres éléments à afficher par des points virgules ou des virgules. Avec TAB, SPC et les deux séparateurs , et ; il est donc possible de présenter proprement des informations sur un écran. Quelques exemples simples vous sont donnés en figure 1, sur laquelle nous avons matérialisé les positions des caractères afin que vous n'ayez aucun doute quant au comportement des divers PRINT.

```
10 PRINT « HAUT » ; « PARLEUR »
HAUT PARLEUR
10 PRINT « HAUT », « PARLEUR »
HAUT                PARLEUR
10 PRINT TAB (2) ; « BONJOUR »
  BONJOUR
10 PRINT « HAUT » ; SPC(4), « PARLEUR »
HAUT                PARLEUR
10 PRINT « HAUT » ; TAB(6) ; « PARLEUR »
HAUT      PARLEUR
```

FIGURE 1
Quelques exemples de PRINT et leurs effets.

Il ne faudrait pas croire que ce que nous venons d'exposer se limite à des effets de présentation de texte, en effet c'est bien souvent le seul moyen dont on dispose en Basic pour afficher clairement des résultats ; en voici un exemple que l'on peut sans crainte qualifier d'universel. Dans un programme, un calcul est effectué et le résultat se trouve être affecté à la variable de nom RESUL. Nous voulons afficher, en fin de programme, un message signalant que le résultat de calcul est la valeur de RESUL. Rien n'est plus simple grâce à ce que nous venons d'apprendre ; il suffit d'écrire :

NNN PRINT « Le résultat est » ; RESUL (NNN est le numéro de ligne de programme où se trouve cette instruction), ce qui aura pour effet de faire afficher le message suivi de la valeur de la variable RESUL. Il est même possible de faire mieux et d'imbriquer autant de variables que nécessaire dans un texte. Supposons que nous ayons calculé le carré et le cube d'un nombre N ; le carré s'appelle KRE et le cube QBE. Nous pourrons écrire : XXX PRINT N ; « au carré vaut » ;KRE ; « et » ;N ; « au cube vaut » ;QBE.

Nous avons ici un exemple d'imbrications multiples de valeurs numériques calculées ailleurs dans un programme au sein d'un texte. Cette façon de faire est universellement utilisée pour présenter proprement des résultats.

Avant d'en terminer avec ces problèmes de présentation, précisons que, comme nous l'avons dit dans nos précédents articles, les espaces sont ignorés par le Basic sauf s'ils font partie intégrante d'une chaîne de caractères. Une ligne de PRINT ne fait pas exception à cette règle et : PRINT « Le résultat est » ;B produit exactement le même résultat que PRINT « Le résultat est » ; B, par contre :
PRINT«BONJOUR MONSIEUR» et
PRINT« BONJOUR MONSIEUR »
ne sont pas identique car les espaces du deuxième exemple sont pris en compte comme faisant partie d'une chaîne de caractères.

Les instructions d'entrées d'informations

Nous venons de voir comment faire afficher des messages et des données numériques ou n'importe quelle combinaison des deux ; il est donc normal de nous intéresser maintenant aux divers moyens offerts par le Basic pour que nous puissions fournir des informations à un programme. Pour ce faire, l'instruction de base est INPUT. Certains Basic, tels ceux des TO 7 et MO5, disposent de variantes de cette instruction, variantes dont nous parlerons ci-après.

INPUT s'utilise sous la forme :
NNN INPUT nom de variable, nom de

```
10 INPUT A, B, C
20 PRINT A ; B ; C
? 4, 5, 6
4 5 6

10 INPUT « UN NOMBRE SVP », A
20 PRINT A
UN NOMBRE SVP 4
4

10 LINE INPUT A$
20 PRINT A$
ABCDEFGHIJKL 1234567890 –?<> XYZ
ABCDEFGHIJKL 1234567890 –?<>XYZ

10 INPUT A$, B, C$, D
20 PRINT B, D ; A$ ; C$
? OUI, 2, NON, 3
2                3 OUI NON
```

FIGURE 2
Rien de tel que des PRINT après des INPUT pour voir ce qui se passe réellement.

variable, etc..., ou encore :
NNN INPUT chaîne de caractères, nom de variable, nom de variable, etc.

Dans le premier cas, l'exécution d'INPUT va provoquer l'affichage sur l'écran d'un point d'interrogation à la position courante du curseur et le programme va attendre autant de variables qu'il y a de noms après le INPUT. Les variables devront être frappées les unes à la suite des autres, séparées par des virgules, et elles devront correspondre aux types attendus. Ainsi, INPUT A auquel vous répondez par une chaîne de caractères provoquera un message d'erreur car A n'est pas un nom de variable chaîne de caractères. Si vous frappez trop de données en réponse à un INPUT, les données surnuméraires sont ignorées ; en revanche, si vous n'en frappez pas assez, le programme reste en attente des valeurs manquantes même si vous frappez un retour chariot après ce que vous considérez comme la dernière donnée.

Le deuxième exemple d'INPUT présenté ci-avant fonctionne, pour les entrées de données, comme celui que nous venons de voir, le point d'interrogation est, par contre, remplacé par l'affichage de la chaîne de caractères. Celle-ci doit être précisée directement après le INPUT sous la forme habituelle (guillemets au début et à la fin). En effet, l'utilisation d'un nom de variable chaîne de caractères est impossible car il prête à confusion, voici pourquoi :

NNN INPUT A$,B signifie qu'il faut frapper deux variables qui seront respectivement une chaîne de caractères et un nombre.

L'utilisation d'un nom de variable chaîne de caractères dans la deuxième forme d'INPUT conduirait à la même ligne de programme et ne pourrait donc avoir une signification différente de celle que nous venons de voir.

Pour préciser un peu tout cela, la figure 2 donne quelques exemples de programmes comportant seulement des INPUT et des PRINT car c'est le meilleur moyen de se rendre compte de ce qui se passe, les PRINT affichant les valeurs affectées aux variables par les INPUT. Remarquez à ce propos que rien ne vous empêche de frapper un nombre à la suite, par exemple, d'un INPUT A$; ce nombre sera considéré comme une chaîne de caractères, ce qui est parfaitement autorisé ; l'inverse (chaîne de caractères alors qu'un nombre est attendu) est en revanche impossible et, selon les interpréteurs, provoque l'affichage d'un message d'erreur et l'arrêt du programme, ou fait afficher à nouveau le point d'interrogation permettant de frapper des données correctes ; c'est le cas sur les MO5 et TO 7.

Une variante d'INPUT qui existe sur de très nombreux interpréteurs est LINE INPUT qui permet d'affecter à une variable chaîne de caractères et à une seule, toute la suite de caractères frappée en réponse au LINE INPUT jusqu'au retour chariot de fin ; ce dernier ne faisant pas partie de la chaîne ainsi créée. Par exemple :

NNN LINE INPUT A$ fera arrêter le programme sans faire afficher de point d'interrogation, et tout ce que vous frapperez jusqu'au retour chariot constituera la chaîne ayant pour nom A$.

Sur les MO5 et TO 7 existe aussi un autre INPUT particulier qui est noté INPUT$(I) et qui s'utilise de façon suivante :

NNN X$ = INPUT$(I)

L'exécution de cette ligne provoque l'arrêt du programme et l'attente de I caractères (I étant un nombre ou un nom de variable numérique) qui sont affectés à la variable chaîne de caractères X$. Les caractères frappés en réponse à cette instruction ne sont pas affichés à l'écran, de plus, le fait de ne pas frapper assez de caractères laisse le programme en attente indéfiniment.

Des programmes conversationnels

Nous connaissons de nombreuses personnes qui lisent avec dédain ce que nous venons d'écrire à propos de PRINT et INPUT car « ce sont des instructions tout juste bonnes à afficher du baratin ». Une telle affirmation est ridicule et conduit, lorsqu'on l'applique à outrance, à écrire des programmes qui nécessitent un mode d'emploi volumineux, alors qu'un usage judicieux des possibilités de PRINT et INPUT permet, dans de nombreux cas, de guider l'utilisateur d'un programme au moyen même de l'écran de son ordinateur. Ce dernier comportement semble tout de même plus logique, non ?

```
10 INPUT A, B, C
20 PRINT A + B + C, A * B * C
? 2, 3, 4
9              24
```

FIGURE 3
Un programme bien mystérieux pour qui doit l'utiliser.

Bien que notre vocabulaire Basic soit très limité, voici en figure 3 un exemple de programme non conversationnel et sa contrepartie avec quelques lignes de texte en figure 4. Tous les utilisateurs préféreront employer ce dernier plutôt que le précédent, n'est ce pas ? Alors, s'il vous plaît, pensez toujours lorsque vous écrivez un programme qu'il va ensuite être utilisé par quelqu'un qui n'aura pas forcément envie de feuilleter des pages et des pages de notices pour savoir ce qu'il doit frapper en réponse à une question. Utilisez à fond les possibilités de PRINT et INPUT.

A ce propos, il nous faut vous révéler deux petites astuces auxquelles on ne pense pas toujours. La première est un moyen de supprimer le point d'interrogation qui suit normalement un INPUT, mais sans faire afficher de texte de remplacement ; il suffit pour cela d'écrire un INPUT avec une chaîne de caractères vide (elle sera affichée à la place du point d'interrogation mais, comme elle est vide, vous ne verrez rien). Cela s'écrit tout simplement : INPUT «», nom de variable, nom de variable, etc.

L'autre astuce permet de résoudre un problème de présentation qui se pose assez souvent. En effet, la chaîne de caractères qui suit le INPUT est assez limitée et peut ne pas suffire à vos besoins ; rien ne vous interdit alors de faire :
NNN PRINT « le texte de votre choix » ;
MMM INPUT «», nom de variable, nom de variable, etc.

La première ligne de PRINT se terminant par un point virgule, le curseur restera à la suite de votre texte et les données frappées en réponse à votre INPUT apparaîtront à la suite de celui-ci. Attention ! Certains interpréteurs génèrent un retour chariot saut ligne avant chaque INPUT ; ce mode d'écriture ne produit donc pas l'effet escompté avec ces derniers.

```
10 INPUT « FRAPPEZ 3 NOMBRES », A, B, C
20 PRINT « LEUR SOMME VAUT : » ; A + B + C
30 PRINT « LEUR PRODUIT VAUT : » ; A * B * C
FRAPPEZ 3 NOMBRES 2, 3, 4
LEUR SOMME VAUT : 9
LEUR PRODUIT VAUT : 24
```

FIGURE 4. – Le même avec un peu de texte peut être mis entre toutes les mains sans explication.



Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui, car le sujet que nous comptons aborder ensuite est assez volumineux et demandera l'intégralité d'un article que nous vous proposerons donc le mois prochain. Si vous êtes un peu déçu par tant de lignes consacrées à des instructions aussi peu « nobles » que PRINT et INPUT, prenez n'importe quel listing de programme Basic et regardez combien de fois ces instructions y sont utilisées...

C. TAVERNIER

Les thèmes du mois

- Instruction PRINT
- Instruction TAB
- Instruction SPC
- Séparateurs , et ;
- Instruction INPUT
- Instruction LINE INPUT
- Instruction INPUT$
- Notions de programmes conversationnels

LES CIRCUITS FONDAMENTAUX DE L'ELECTRONIQUE : LES OSCILLATEURS

OSCILLATEURS TYPE L.C.

Alors que, pour l'oscillateur à déphasage (« Phase shift ») et l'oscillateur en pont de Wien*, le quadripôle de réaction était constitué de composants résistifs et capacitifs, les oscillateurs de type LC ne font appel qu'à des éléments réactifs – capacités et inductances –, lesquels peuvent être assortis d'une inductance mutuelle. La configuration du circuit de réaction est précisée par son appellation, comme le montre la figure 1 qui représente divers quadripôles avec leur dénomination habituelle. Dans le cas de l'oscillateur à quartz – ou oscillateur Pierce –, on a toutefois affaire à un simple dipôle (figure 1D) ; par ailleurs, si le schéma fait état d'une résistance R, ce qui semble a priori en contradiction avec ce qui a été dit sur les oscillateurs de type LC, il faut bien comprendre que R figure dans ce schéma équivalent au même titre que celles des résistances de fuite d'un condensateur ou d'une inductance. Nous nous intéresserons d'abord aux oscillateurs Colpitts et Hartley.

FIGURE 1. – Quadripôles de réaction pour oscillateurs de type LC. A : Colpitts ; B : Clapp ; C : Hartley ; D : Pierce (à quartz).

L'oscillateur Colpitts : principe

Une de ses représentations possibles est donnée figure 2. Le circuit utilisé est celui de la figure 1A qui constitue un circuit antirésonant ; une fraction du courant circulant dans ce circuit est renvoyée vers la base du transistor au travers de la capacité Γ (d'impédance négligeable) pour y provoquer une réaction positive.

En considérant la résistance d'émetteur R_e comme parfaitement découplée (C d'impédance négligeable, tout comme Γ) et, pour la self de choc, une impédance infinie, nous aboutissons au schéma simplifié de la figure 3 où C_1, C_2 et L sont représentées par les impédances Z_1, Z_2 et Z_3 respectivement.

L'oscillateur Hartley : principe

Le principe est celui de la figure 4. Nous avons ici encore un circuit antirésonant, et une fraction du courant cir-

* Numéros 1715 d'avril et 1716 de mai 1985.

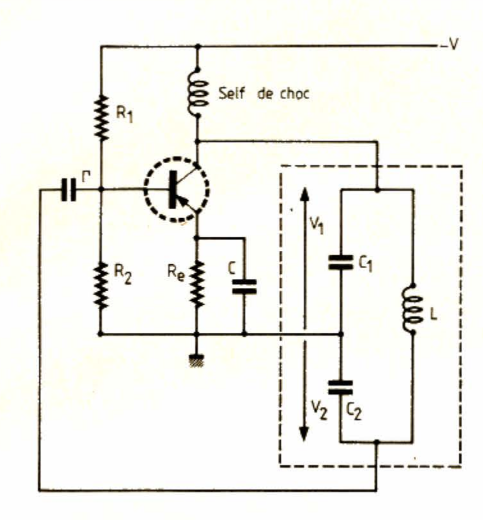
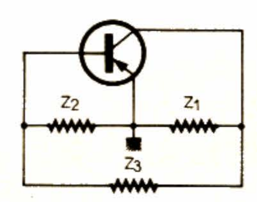


FIGURE 2. – Oscillateur Colpitts.



◀ *FIGURE 3 Oscillateur Colpitts : schéma simplifié.*

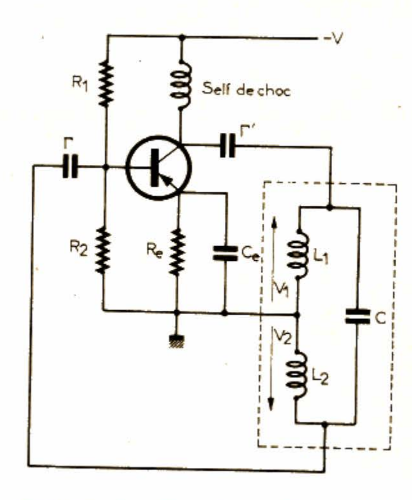


FIGURE 4. – Oscillateur Hartley.

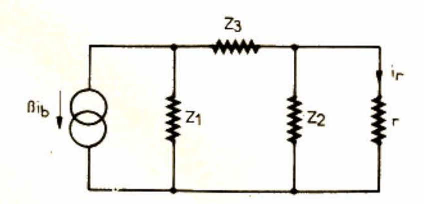


FIGURE 5 Schéma équivalent correspondant à la figure 3.

culant dans ce circuit est renvoyée vers la base du transistor à travers une capacité d'impédance négligeable (Γ) pour y provoquer une réaction positive.

Ici encore, on considérera la résistance d'émetteur comme parfaitement découplée, pour la self de choc une impédance infinie ; ajoutons pour Γ' une impédance nulle. On remarquera la similitude entre les figures 2 et 4 et, si nous désignons L_1, L_2 et C par Z_1, Z_2 et Z_3, une identité parfaite avec le schéma simplifié de la figure 3.

Nous pourrons donc traiter l'oscillateur Colpitts et l'oscillateur Hartley à partir du même schéma équivalent.

Le schéma équivalent

Il prend l'aspect de la figure 5 en faisant les simplifications :

$$h_{12} = 0 \; ; \; h_{22} = 1/\rho = 0$$

et en posant :

$$h_{21} = \beta \; ; \; h_{11} = r$$

(R_1 et R_2 étant supposés beaucoup plus grands que r).

Nous appliquons le théorème de Thévenin à ce schéma équivalent pour transformer le générateur de courant (βi_b, Z_1) en générateur de tension ($-\beta i_b Z_1$, Z_1), ce qui conduit au schéma de la figure 6.

Une nouvelle transformation à gauche du pointillé de la figure 6 conduit à un autre générateur de tension (fig. 7) de f.e.m. e :

$$e = -\beta i_b Z_1 . Z_2 / (Z_1 + Z_3 + Z_2) \qquad (1)$$

et de résistance interne :

$$Z = Z_2 (Z_1 + Z_3) / (Z_1 + Z_3 + Z_2) \qquad (2)$$

Dans ces conditions, le courant i_r qui circule dans r a pour valeur :

$$i_r = \frac{e}{Z + r}$$

soit, compte tenu de (1) et (2) :

$$i_r = \frac{-\beta i_b . \dfrac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_3 + Z_2}}{\dfrac{Z_2 (Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_3 + Z_2} + r}$$

$$i_r = \frac{-\beta i_b . Z_1 Z_2}{Z_2 (Z_1 + Z_3) + r (Z_1 + Z_3 + Z_2)} \qquad (3)$$

Si Z_1, Z_2 et Z_3 sont des réactances pures, nous pouvons poser :

$$Z_1 = jX_1 \; ; \; Z_2 = jX_2 \; ; \; Z_3 = jX_3.$$

et (3) devient :

$$\frac{i_r}{i_b} = \frac{\beta X_1 X_2}{-X_2 (X_1 + X_3) + j (X_1 + X_2 + X_3) r} \qquad (4)$$

Pour que le système puisse osciller (critère de Barkhausen), il faut et il suffit :

1. que le terme imaginaire de (4) soit nul, soit :

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \qquad (5)$$

2. que $(i_r/i_b) \geqslant 1$, ce qui entraîne pour (4), en prenant (5) en compte :

$$\frac{\beta X_1 X_2}{-X_2(X_1+X_3)} = \frac{\beta X_1}{-(X_1+X_3)}$$

$$= \beta \cdot \frac{X_1}{X_2} \geqslant 1 \qquad (6)$$

(6) ne peut se concevoir que si X_1 et X_2 sont de même signe.

- Si X_1 et X_2 sont toutes deux positives, ce sont donc des inductances et, puisque d'après (5) :

$$X_3 = -(X_1 + X_2)$$

X_3 est négative : c'est une capacité, et nous avons affaire au montage Hartley.

- Si X_1 et X_2 sont toutes deux négatives, ce sont alors des capacités et, d'après (5), X_3 est alors positive : c'est une inductance, et le montage est du type Colpitts.

La fréquence d'oscillation est obtenue à partir de (5) :

- **Pour le montage Hartley,**

$$L_1\omega + L_2\omega - \frac{1}{C\omega} = 0$$

soit :

$$\omega^2 = \frac{1}{C(L_1+L_2)} \text{ et } f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{C(L_1+L_2)}}$$

- **Pour le montage Colpitts :**

$$L\omega = \frac{1}{C_1\omega} + \frac{1}{C_2\omega}$$

soit :

$$\omega^2 = \frac{C_1+C_2}{LC_1C_2} \text{ et } f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C_1+C_2}{LC_1C_2}}$$

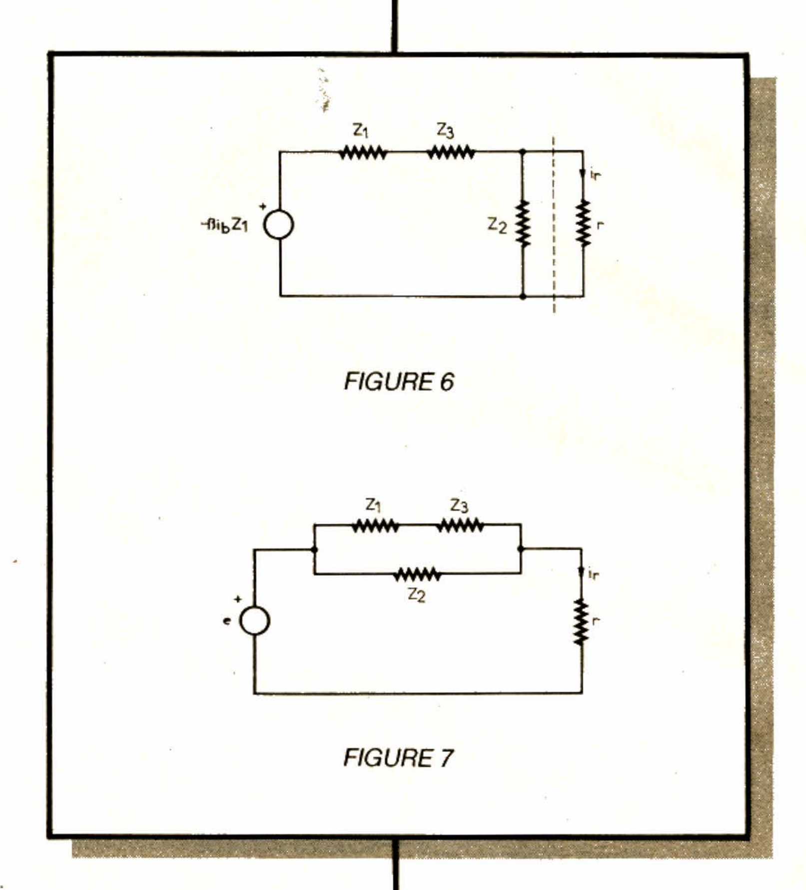


FIGURE 6

FIGURE 7

L'oscillateur Clapp

C'est une variante de l'oscillateur Colpitts, l'inductance L faisant place à une inductance L en série avec une capacité C. La réactance X_3 de ce circuit doit rester positive :

$$X_3 = L\omega - \frac{1}{C\omega}$$

même si l'on adopte pour C une valeur bien plus petite que C_1 et C_2, ce qui est l'usage. Dans ces conditions, d'après (5) :

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{C_1\omega} + \frac{1}{C_2\omega}$$

$$L\omega = \frac{1}{C_1\omega} + \frac{1}{C_2\omega} + \frac{1}{C\omega} \simeq \frac{1}{C\omega}$$

ce qui signifie que, puisque $C \ll C_1$ et $C \ll C_2$, c'est essentiellement C qui contrôle la fréquence de l'oscillation, et les valeurs de C_1 et C_2 – qui fixent le taux de réaction – peuvent s'écarter de plusieurs dizaines de % de leur valeur nominale avec un effet négligeable sur f.

Remarques

- S'agissant de l'oscillateur Hartley, les inductances L_1 et L_2 peuvent être constituées par un enroulement unique à prise avec couplage mutuel entre les deux fractions du bobinage.

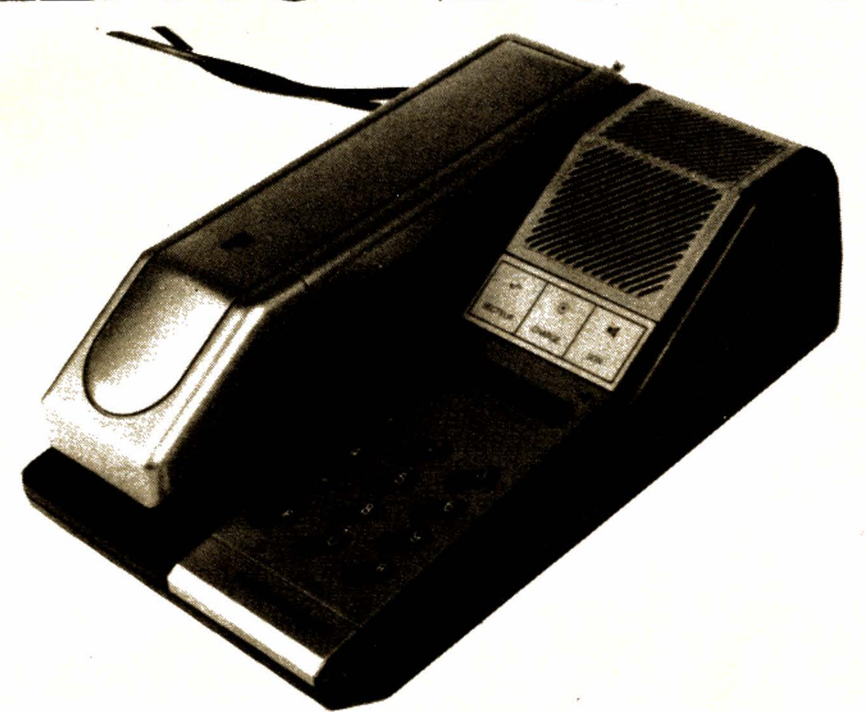
- Ces types d'oscillateur étant en général utilisés dans le domaine des radiofréquences, il est tout à fait concevable de les utiliser avec des FET. Nous en verrons un exemple dans le prochain numéro, à propos de l'oscillateur à quartz.

C. PANNEL

Bibliographie

- J. Millman : « Microelectronics ». 1979, MacGraw Hill éditeur.
- J. Fagot : « Emploi des tubes électroniques et des transistors ». 1964, Masson éditeur.
- A. Pelat : « Pratique de l'amplificateur opérationnel ». 1983, Masson éditeur.

LE TELEPHONE SANS FIL...



... PORTENSEIGNE PSC 10

A l'heure où l'on assiste à un développement prodigieux des radiocommunications, il devient anachronique d'être cloué à son fauteuil pendant la durée d'une communication téléphonique. Pour supprimer ce fil à la patte, il existe depuis déjà quelques années des téléphones sans fil venus d'Extrême-Orient, mais ces appareils sont, pour la plupart, interdits d'utilisation en France car ils ne remplissent pas les conditions nécessaires à leur homologation dans notre pays.
Le PSC 10 de Portenseigne est fabriqué en France en conformité avec les normes en vigueur et a donc été homologué.

Un combiné téléphonique traditionnel comporte un micro et un écouteur. Il doit donc être simultanément émetteur et récepteur.

Cette double fonction impose le choix de deux fréquences :

– l'une pour l'émission par la base, base reliée au réseau téléphonique, et la réception dans le combiné ;

– l'autre pour l'émission par le combiné et la réception par la base.

Les postes sans fil venus d'Extrême-Orient utilisaient, d'une part, une fréquence de transmission à la limite des ondes moyennes et des ondes courtes (1 600 à 1 800 kHz) avec, comme antenne d'émission, les fils du secteur. La réception se faisait sur cadre ferrite. D'autre part, la deuxième fréquence se situait aux environs de 50 MHz. Certains de ces appareils utilisaient une fréquence voisine de 34 MHz à la place de la fréquence basse.

Bien sûr, ces fréquences ne correspondent plus à celles actuellement normalisées et qui sont, pour la liaison base/combiné, de 26,3750 MHz, 26,4000 MHz, 26,4125 MHz, 26,4375 MHz et 26,4750 MHz, tandis que pour la liaison combiné/base, nous avons ces mêmes fréquences augmentées de 15 MHz. Cet écart de 15 MHz suffit pour éviter toute interférence entre l'émission et la réception, on doit en effet travailler ici avec un émetteur et un récepteur fonctionnant l'un à côté de l'autre, l'un sur cadre, l'autre sur antenne. Cette limitation du nombre des canaux peut entraîner des perturbations dans le cas de proximité d'appareils fonctionnant sur la même fréquence, des aménagements des tables de fréquences seraient en cours d'étude, pour augmenter le nombre des canaux.

Le PSC 10

Ce poste sans cordon n'est pas à proprement parler un téléphone sans fil,

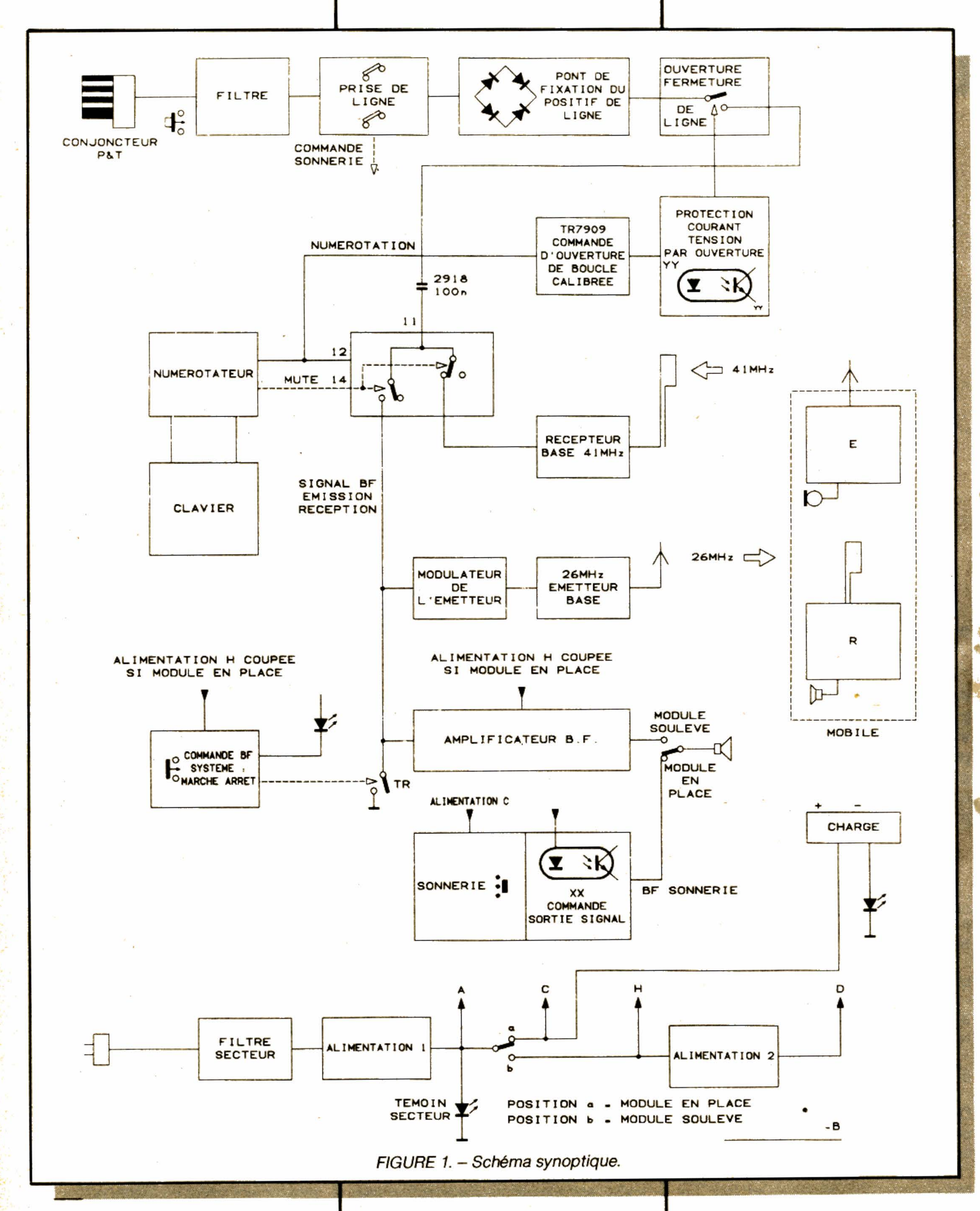


FIGURE 1. – Schéma synoptique.

car il se compose d'une base et d'un combiné mais le clavier reste sur la base. Ne pensez donc pas emmener votre combiné avec vous dans la salle de bains pour recevoir vos communications téléphoniques, le combiné serait décroché et personne ne pourrait vous atteindre.

Autre détail d'importance, l'ensemble est alimenté sur le secteur et ne tire pratiquement rien du réseau téléphonique, il doit donc obligatoirement être branché en parallèle sur un autre poste.

L'absence de cordon vous permettra de vous promener dans un rayon d'une dizaine de mètres autour de la base lorsque vous aurez décroché le combiné. Cet ensemble dispose d'un clavier de composition à touches à sensation tactile, avec touche de recomposition du dernier numéro et touche de pause pour la composition d'un numéro distant. Dans ce cas, la recomposition demande deux interventions : une première pression sur la touche de recomposition déclenche l'indicatif 16, la composition du numéro s'arrête, on doit alors appuyer une seconde fois lorsque la tonalité a été obtenue. Le PSC 10 ne sait pas reconnaître tout seul cette tonalité.

Un haut-parleur interne sert à amplifier la conversation téléphonique, il se met en service par une touche à mémoire électronique et s'arrête de même, un potentiomètre règle le niveau.

Le combiné est équipé d'accumulateurs qui se rechargent lorsque le combiné est sur la base, ils permettent de tenir une conversation ininterrompue de 2 heures... Sur ce combiné, une touche « secret » court-circuite le micro, un voyant signale que la batterie est déchargée et une courte antenne télescopique se déploie pour augmenter la portée de la liaison.

La sonnerie électronique se règle en deux niveaux et deux types de sonnerie.

Technique

La figure 1 donne le schéma synoptique du PSC 10. Nous n'entrerons pas dans tous les détails de sa conception. Après la prise, un filtre élimine les pointes de tension susceptibles de se présenter, il protège l'électronique, en cas de foudre par exemple (surtension brève et puissante).

Le commutateur de prise de ligne commute le circuit de sonnerie : une sonnerie à génération par oscillateurs commandée par photocoupleur. Le pont redresseur permet de travailler avec une tension de ligne positive ou négative. L'interrupteur d'ouverture et de fermeture de ligne sert à la composition des numéros, on utilise un circuit intégré de numérotation doté de sa mémoire interne, et commandé par un clavier en matrice 3 × 4. Le double inverseur relié au récepteur de base est un circuit intégré conçu pour un usage téléphonique.

Ce circuit intégré reçoit le signal du récepteur et envoie, vers un modulateur, le signal audio à transmettre au combiné. Un amplificateur audio de puissance (TBA 820 M de SGS) alimentera à la demande, par une bascule bistable, un petit haut-parleur local.

Le combiné contient un circuit d'alimentation et de charge de l'accumulateur et un ensemble émetteur-récepteur.

Emetteur et récepteur de la base et du combiné sont réalisés suivant un principe identique, les différences proviennent pratiquement des valeurs des composants utilisés qui dépendent, comme on peut s'en douter, de la fréquence de travail.

Malgré leur petite puissance, les émetteurs sont équipés de 4 transistors. Le modulateur est un oscillateur dont le quartz est monté en série avec une diode à capacité variable permettant sa modulation. On utilise un quartz travaillant en mode fondamental, cette taille étant favorable à la modulation en fréquence. Par contre, on est obligé d'opérer une multiplication de fréquence. Un filtrage soigné évite la production de fréquences parasites. Le récepteur est à double changement de fréquence, ce qui évite les interférences que l'on aurait pu craindre, notamment, avec des émissions dans la bande du 27 MHz.

Ce double changement de fréquence n'empêche pas le sérieux du filtrage, on utilise ici des circuits accordés au couplage critique, avec amplificateur en base commune pour l'entrée puis un second amplificateur en émetteur commun et un mélangeur à transistor, l'oscillateur est également à transistor. Deux filtres céramique, un sur 5,5 MHz et un sur 455 kHz. L'amplification FI et la démodulation sont assurés par un MC 3357 P, un classique de la réception en modulation de fréquence.

Portenseigne fabrique en France ses téléphones et utilise la technique d'implantation de composants en surface. Le stratifié est phénolique, pas besoin de verre époxy pour ce type d'implantation. Cette technique d'implantation est réservée à la section réception et émission, qui ne comporte pas de gros composants.

La réception, qu'il s'agisse du combiné ou de la base, a lieu sur cadre à air, cadre imprimé sur un circuit souple. L'émetteur du combiné a son antenne intégrée au cordon secteur à trois fils, deux pour l'alimentation et un servant d'antenne.

Essais

Nous avons branché ce téléphone sur la ligne, après une charge initiale des accumulateurs de plusieurs heures, tout a fonctionné sans problème. La tenue en main n'est pas celle d'un combiné traditionnel de type S 63, comme on peut s'en douter. Le haut-parleur permet d'attendre son correspondant sans avoir à tenir le combiné. L'emploi de ce type de téléphone se traduit tout de même par la présence de bruits radioélectriques, un léger souffle. Cet appareil est homologué, vous pourrez donc l'utiliser sans risque de contrôle inopiné de la part de l'administration. Par contre, si votre voisin dispose du même appareil ou s'il est équipé d'un récepteur du genre scanner, personne ne pourra l'empêcher de suivre vos conversations, sinon la faible portée de ce type d'appareil.

Il est difficile d'assurer le secret des conversations sans introduire d'embrouilleur/débrouilleur, nous n'en sommes pas encore là.

Conclusions

Un appareil moderne dans sa conception et dans sa réalisation, il est homologué PTT et, de plus, fabriqué en France. Il vous permettra, tout en conversant, de vous déplacer et par exemple, d'aller chercher un document dans la pièce voisine pour renseigner votre interlocuteur. Le haut-parleur intégré dans le socle autorisera, si besoin, une écoute collective de votre correspondant.

E.L.

carte bleue VISA

Magasin sélectionné SOFINCO LA HENIN

TPE

LE MAGASIN SPECIALISTE DES ONDES COURTES - RECEPTEURS ONDES COURTES ET DECAMETRIQUES - SCANNER UHF, VHF, AVION, BATEAU. TOUTES FREQUENCES...

démonstration permanente au nouveau *Electronic Center* de TPE

"SPECIALISTE DE L'ADAPTATION SUR MESURE DES EMETTEURS-RECEPTEURS MINIATURES"

Exclusif TPE UNIQUE AU MONDE



SCANNER DE POCHE

66-88 MHz pompier
108-136 MHz avion
138-144 MHz amateur
148-174 MHz bande
380-450 MHz admi-
450-470 MHz nistra-
470-512 MHz tives

16 MEMOIRES
Alim. 6 × 1,5 V (ou option 6 × accus 1,2 V rechargeable)
Dim. 190 × 74 × 46 mm
pas 480 j.
Livré sans piles. Fabrication très solide.

PRIX TPE **3 990 F**

TPE ELECTRONIC CENTER
ÉMISSION RÉCEPTION ONDE COURTE
ALARME SÉCURITÉ SURVIE

Reste le 1er MAGASIN ICOM DE PARIS

C'EST BIEN CONNU ! ON VA D'ABORD CHEZ T.P.E...

ICOM IC 751 — NOUVEAU



TRANCEIVER décamétrique.

NOUVEAU SCANNER Professionnel de 25MHz à 1 Giga H. disponible juillet 85

EXCLUSIF

ANTENNE ACTIVE d'INTERIEURE O.C. ACT 0~30

520 F TTC Port 50 F

La fameuse ACT-030, couvre pratiquement tous les cas de figures rencontrés en réception. S'utilise sur n'importe quel récepteur de 100 kHz à 30 MHz. Préampli MOS Fet. Faible bruit.

ICOM **TALKY WALKY**

TRES GRANDE PORTEE
Emetteur-récepteur VHF miniature. 800 canaux synthétisés au pas de 5 kHz bande 144-146 MHz. Antenne souple 15 cm. Dim. 116,5 × 65 × 35 Poids 490 g. Complet avec antenne, accus et chargeur.

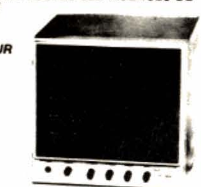
« CONSERVER » LES PREUVES DE VOS INFORMATIONS

CHEZ VOUS DECODEZ TOUS LES SIGNAUX TELETYPES ET MORSE DU MONDE ENTIER



CONSOLE TONO 550
Décode tous modes et tous SHIFT
Se raccorde directement à tout récepteur ondes courtes sur la sortie HP.

LISEZ EN CLAIR TOUTES LES AGENCES DE PRESSE SUR VOTRE TELEVISEUR



TOUS CES APPAREILS SONT EN FONCTIONNEMENT DANS NOTRE MAGASIN

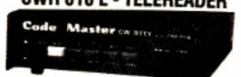
ICOM

IC - 735 F : version à couverture générale de l'IC-730, réception de 100 KHz à 30 MHz, tous modes (disponible juin).

GARDEZ LES PREUVES DE VOS INFOS

IMPRIMANTE AUTOMATIQUE
Accepte papier libre 21 × 29,7 et papier ordinateur à picots.
Cet ensemble est divisible et se raccorde sur tous les récepteurs OC sans aucune modification du poste.

« Le décodeur le moins cher ! »
CWR 610 E - TELEREADER



Décodeur télétype et morse, vitesses standards, affichage des paramètres sur l'écran, moniteur morse, sortie TV.

ICOM Professionnel — **Récepteur ICR 71 E**



Récepteur O.C.

YAESU RECEPTEUR O.C.

KENWOOD R-600



KENWOOD R-2000



YAESU FRG 9600
SCANNER de 60 à 905 MHz





235 F TTC
Port 20 F
Exp. immédiate

NOUVELLE EDITION **39e EDITION**
DISPONIBLE 1985

« A l'écoute du monde »
Ce guide international de la radio et de la télévision vous permet d'utiliser au mieux votre récepteur. Il contient des informations détaillées, pays par pays, sur les stations du monde entier : fréquences, puissance, programmes dans les différentes langues, horaires, etc.
Répertoire complet sur les ondes courtes, grandes ondes, ondes moyenens et FM, il est actualisé en tenant compte des plus récentes conférences internationales.
Un ouvrage de 608 pages format 14,5 × 22,5

TOUT POUR L'ELECTRONIQUE
36 bd Magenta 75010 PARIS - Tél. 201 60 14
Ouverture de 9 h 45 à 12 h et de 14 h à 19 h - Fermé lundi

DETAXE VENTE A L'EXPORTATION
Les caractéristiques des matériels présentés dans ces pages sont susceptibles de modifications sans préavis de la part des constructeurs — Les prix annoncés sont ceux en vigueur au 1er juillet 1984, sous réserve de stabilité des cours monétaires internationaux.

Prix non contractuels soumis aux cours des monnaies — Nous n'expedions pas de catalogues — EXPEDITION SERNAM ET PTT TOUS LES JOURS — VENTE PAR CORRESPONDANCE — CREDIT SOFINCO

LE MAGNÉTOSCOPE VHS
PHILIPS VR 6560

Comme presque tous les constructeurs, Philips sort maintenant son propre magnétoscope VHS après avoir d'abord commercialisé, sous sa marque, un modèle fabriqué par Grundig. Cette fois, on retrouve le « design » Philips, avec son panneau incliné, une ligne qui nous ramène à l'époque du V 2000, excellent magnétoscope qui, malgré tout, poursuit sa carrière.

Premier contact avec le magnétoscope : une surprise, son poids (8 kg), Philips utilise une alimentation à découpage. Il s'agit donc là d'un produit facile à transporter, une qualité appréciable.
Le coffret est en matière plastique peinte de couleur métallisée, des ouvertures un peu partout assurent une bonne ventilation. A la mise sous tension, des afficheurs LED s'allument. Quelques voyants complètent l'affichage. Les touches de commande, pas trop nombreuses, s'alignent sous le tiroir à cassette. Philips a choisi une formule intermédiaire entre l'introduction frontale et le tiroir et conserve un mécanisme de chargement par ascenseur, équipé d'un moteur électrique. Pas de manipulation possible en cas de panne secteur. Une seconde rangée de 4 touches complète la première et simplifie la manipulation. Enfin, un clavier numérique complète le tout et permet les accès directs que nous pouvons imaginer.

UTILISATION

Bien sûr, Philips a joint à son magnétoscope un mode d'emploi en français. Il est protégé par une couverture à trois volets et demi, à vocation internationale car abondamment illustrée.
Philips commence par vous dire que le VHS est le standard le plus populaire du monde et signale que « normalement, votre vendeur aura installé le magnétoscope », il n'y a donc pas à régler l'heure ou l'accord. La réputation des revendeurs officiels Philips n'est plus à faire.
L'heure se règle à partir du clavier numérique : à l'intérieur de l'appareil, un accumulateur cadmium-nickel permet le fonctionnement de l'horloge lorsque le magnétoscope est débranché. Cependant, dans une telle situation, le mélangeur RF n'est pas alimenté, on ne pourra donc pas regarder la télévision dans de bonnes conditions si l'arrivée d'antenne est branchée sur le magnétoscope.
Le téléviseur se règle à partir de la mire interne, elle se met automatiquement en service lorsqu'on met le magnétoscope en lecture et qu'il n'y a pas de cassette dans le tiroir. Une méthode que nous avons déjà rencontrée dans les autres magnétoscopes de ce constructeur.
L'antenne se branche comme sur les autres appareils et le modulateur s'accorde sur un canal voisin du 37...
Une prise péritélévision SCART équipe l'arrière de l'appareil, cette prise est raccordée à un circuit de commutation qui sert à enregistrer des émissions embrouillées.
N'ayant pas succombé au charme publicitaire de Canal +, nous ne vous en dirons pas + sur ce point. Ce circuit de commutation met en service les circuits placés entre le tuner et l'entrée vidéo lorsqu'on demande les programmes 30 à 35 du magnétoscope.
On sait que pour Canal +, le son est transposé et que certaines lignes de l'image sont décalées. Donc, au lieu de se contenter de faire sortir les signaux audio vidéo, travail normal d'une prise SCART, on leur permet de sortir puis de rentrer, une technique d'insertion classique. Comme le décodeur Canal + se branche sur cette prise, elle ne sera plus disponible pour la sortie du signal vidéo, on sera donc amené à installer un adaptateur spécial si on désire profiter de la prise péritélévision du téléviseur. Donc, en principe, vous ne devrez pas avoir de problème pour l'enregistrement d'un programme embrouillé. Par contre, si vous voulez regarder un programme embrouillé en direct, vous devrez débrancher votre décodeur pour le relier au téléviseur, ou passer par le modulateur du magnétoscope. Ce n'est pas très pratique, à moins de disposer d'un commutateur à prises SCART, commutateur prévu pour cette fonction.
Votre revendeur se fera un plaisir de vous conseiller à ce sujet. Ce magnétoscope vous permet de bénéficier d'une horloge et d'un calendrier, il tient compte des années bissextiles et vous évitera de programmer une émission un 29 février dans une année normale. Le ré-

LE MAGNÉTOSCOPE VHS PHILIPS VR 6560

glage s'effectue par l'intermédiaire du clavier numérique, avec, par conséquent, un accès direct.
Les données seront mémorisées successivement mais il n'est pas possible d'obtenir ensuite un panorama complet de ces données.
Une touche d'annulation sert à remettre l'afficheur au zéro en cas d'erreur, une fois la programmation ou la correction effectuée, on enregistre le tout par une touche de « fin de programme ».
On aimera ou pas, un apprentissage s'impose, nous avons vu plus simple.
Philips, pour la sélection de ses émetteurs, n'impose pas la composition de deux chiffres lorsque le numéro du canal n'en a qu'un, c'est intéressant de 0 (entrée SCART) à 9, ce qui nous donne tout de même neuf émissions, mais au moment de la composition d'un nombre de deux chiffres, on devra signifier au magnétoscope que le nombre est effectivement à deux chiffres par une pression supplémentaire. Canal + aura besoin de ce « plus »... L'accord du magnétoscope sur les émetteurs se fait par un système de recherche automatique balayant les trois gammes ; une fois la station trouvée, on la mémorise. C'est simple et rapide.
La cassette prend place, bande vers l'arrière de l'appareil, dans un tiroir élévateur. Philips a pensé aux enfants qui pourraient se coincer les doigts lorsque le tiroir se referme. Juste au-dessus du clavier, un bandeau mobile commande des interrupteurs de sécurité ; dès que les doigts se coincent, le tiroir s'ouvre...
La cassette se place à la main, elle est retenue, en fin de parcours, par une barre de verrouillage que l'on abaissera pour dégager la cassette. Pas de ressort brutal ici, la cassette sort lentement de son logement.
Si vous n'enfoncez pas la cassette à fond et que vous tentez de refermer le tiroir, la barre de sécurité entre en action. Porte fermée, l'étiquette arrière de la cassette reste visible.
L'enregistrement se commande par une seule pression sur la touche « enregistrement », sans la sécurité offerte par une pression simultanée sur deux touches. Philips a également prévu une touche d'enregistrement instantané avec une programmation de la durée d'enregistrement jusqu'à 4 heures. Ici, au lieu d'indiquer la durée de l'enregistrement, l'afficheur donne l'heure d'arrêt. Cette heure peut aussi être programmée par le clavier numérique.
L'enregistrement programmé reste une fonction essentielle d'un magnétoscope. Le 6560 de Philips permet l'enregistrement de cinq programmes avec une possibilité d'enregistrement quotidien. Si aucune cassette n'a pris place dans le tiroir et que l'on demande un enregistrement automatique, le tiroir s'ouvre tout seul, il réclame une cassette. Il ne manque que la parole à ce magnétoscope ! A quand le synthétiseur ?
La consultation du programme enregistré demande la composition du numéro du programme que l'on désire consulter ou éventuellement modifier.
La programmation permet aussi d'arrêter un enregistrement commencé en présence de l'utilisateur. Comme sur la plupart des magnétoscopes, le 6560 dispose de l'assemblage automatique des séquences, on n'aura donc pas de perturbation lors du passage d'une séquence à la suivante, c'est intéressant pour une prise de vue par caméra.
En fin d'enregistrement, la cassette se rebobine automatiquement.
Pour la lecture, nous avons les possibilités classiques de lecture rapide avec barres parasites (nous ne sommes plus en V 2000 !), l'arrêt sur image est complété ici par une avance image par image.
Le circuit de « tracking » entre en service par pression sur une touche en cas de besoin. Philips introduit un système de correction d'alignement de piste utilisant une technique de mesure du signal vidéo. Le microprocesseur prend en compte la position du signal de référence de la piste de contrôle, et, par une commande du moteur de cabestan, il modifie la position relative de la bande et des têtes vidéo. Il met en mémoire la position idéale des têtes vidéo et, en lecture, il modifiera la vitesse du cabestan de façon à ce que les têtes suivent la piste.
Pour ménager les têtes et réduire la consommation du magnétoscope, un circuit coupe automatiquement l'alimentation lorsque l'appareil est resté à l'arrêt pendant 8 minutes. Bien sûr, cet arrêt n'a pas lieu en lecture. Ici, la veille se demande normalement par une touche d'arrêt, la mise sous tension ayant automatiquement lieu dès que l'on commande l'une des touches du clavier de défilement. En veille, un récepteur infrarouge attend les ordres d'un émetteur de télécommande qui n'est autre que celui du téléviseur. On peut évidemment s'en procurer un. Tout est prêt pour cette télécommande, récepteur compris.

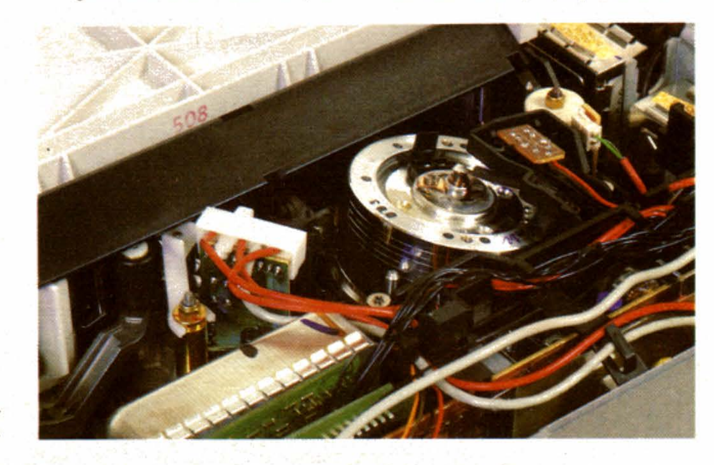


Un clavier numérique d'aide à la programmation.

TECHNIQUE

Tout commence par une alimentation. Ici, elle est à découpage. Autrement dit, on commence par redresser la tension du secteur pour obtenir une tension de 300 V environ. Cette tension continue est commutée par un transistor dont le collecteur est chargé par le primaire d'un transformateur. Comme on travaille à haute fréquence, ce transformateur peut être d'une taille réduite. Ce transistor est commandé par un circuit intégré à 9 broches, ce circuit assure la séquence de démarrage de l'alimentation à la mise sous tension, il contrôle le courant d'émetteur du transistor de puissance pour en assurer la sécurité. Une commande de rapport cyclique permet la régulation de la tension de sortie.
Cette régulation se fait par l'intermédiaire d'un photocoupleur dont la diode LED est parcourue par un courant issu de l'une des tensions du secondaire. Le phototransistor est au potentiel du secteur, il est relié à une entrée du circuit intégré de l'alimentation.
Quatre secondaires, dont trois ont un point commun, délivrent cinq tensions d'alimentation (l'un des secondaires donne simultanément une tension positive et une négative). Les masses du secteur et du magnétoscope sont séparées par l'isolement du transformateur et par celui du photocoupleur.
Pas de synthétiseur de fréquence à bord de ce magnétoscope, Philips utilise ici une technique plus an-

cienne qui est celle de la synthèse de tension.
La recherche des stations est gérée par un microprocesseur MAB 8051. La sortie de ce microprocesseur est reliée à l'entrée d'un circuit d'interface assurant la conversion d'information numérique série en une tension d'accord. Un circuit de commande automatique de fréquence complète l'action de cette synthèse. Cette technique permet de s'affranchir d'un écart de fréquence d'un émetteur par rapport à une fréquence théorique.
Ce microprocesseur ne se charge pas uniquement de la synthèse de tension, c'est lui que l'on retrouve, associé au clavier du magnétoscope et à ses circuits d'affichage. Les touches ont été réparties en plusieurs claviers fonctionnels, ces claviers sont en fait rassemblés dans une matrice unique qui attaque le microprocesseur par le classique système de multiplexage. Ce multiplexage, nous le retrouvons aussi pour la commande des afficheurs, 7 segments ou diodes LED indépendantes.
Philips utilise une horloge PCB 8573, horloge périphérique de microprocesseur qui évite de mobiliser ce dernier pour un comptage. Cette horloge assure la communication avec son environnement par bus 12C, un bus série interne en passe de devenir un classique dans le domaine des appareils grand public. La mémoire RAM statique conservant les données de programmation bénéficie du système 12C. Le magnétoscope dispose d'une prise permettant de le relier à un système de test 12C pour des vérifications automatiques.
Le second microprocesseur de ce magnétoscope n'a pas eu droit à ce système de communication.
Nous passerons rapidement sur le système vidéo et de chrominance en signalant tout de même l'emploi d'un filtre à onde de surface, en tête de l'ampli FI vidéo.
Le constructeur utilise beaucoup de circuits sur mesure, une technique rendue possible par les grandes séries produites. A côté de ces circuits, nous trouvons des classiques comme les commutateurs vidéo et audio basés sur des C-MOS 4053, multiplexeurs triples 2/1. Nous reproduisons, figure 1, la section de gestion des moteurs, section basée sur un microprocesseur MAB 8051, microprocesseur identique à celui utilisé pour les ordres et la programmation, mais disposant d'une mémoire ROM différente.
En haut de ce synoptique se trouve le système d'asservissement de position du tambour vidéo. Il y a là un double asservissement. Le moteur de tambour est équipé d'une génératrice tachymétrique reliée au circuit d'asservissement de la vitesse de rotation. Cette information ne suffit pas, il faut en effet maintenir la position relative des têtes vidéo et des pistes, ce qui demande un verrouillage en phase. Un détecteur optique à fourche donne la position du tambour à chaque tour. Le circuit d'asservissement de phase possède un détecteur de blocage de rotor, relié à un multiplexeur d'analyse des conditions de fonctionnement. Ce multiplexeur reçoit sept informations tout ou rien : début de bande, fin de bande par détecteur optique, rotation des bobines de la cassette par détecteur à effet Hall, protection de la cassette contre les enregistrements par contact mécanique et position du moteur de bobinage par détecteur à effet Hall.
Le microprocesseur reçoit le signal venu de la tête de contrôle, signal traité préalablement par des amplificateurs opérationnels.
Huit des sorties du microprocesseur attaquent un convertisseur numérique/analogique dont la sortie est reliée à un multiplexeur. Ce dernier enverra six ordres différents suivant la nature du signal à traiter. Ce signal agira sur la vitesse du tambour vidéo, sur la vitesse du moteur de cabestan, par l'intermédiaire d'un circuit d'alimentation à découpage commun à un frein et au moteur de rebobinage, on agira sur le couple du moteur d'enroulement de bande et sur la force de freinage. Le convertisseur numérique/analogique génère également une tension pour le comparateur du circuit d'asservissement de position relative des têtes vidéo et des pistes.
Ce microprocesseur donne également des signaux de commande d'inversion de sens du moteur, de coupure du signal, ou de compensation de « drop out ».
Nous avons abordé, il n'y a pas très longtemps, la commande de moteurs par amplificateurs opérationnels de puissance, nous trouvons sur ce magnétoscope deux de ces amplificateurs : un pour le moteur de mise en place de la bande, et l'autre, pour celui de cabestan. Ces



Un tambour maintenant bien connu.



L'indicateur du programmateur à diodes LED.

LE MAGNÉTOSCOPE VHS
PHILIPS VR 6560

amplificateurs sont protégés par des diodes montées sur les sorties du circuit intégré.

Le moteur du tambour vidéo est alimenté par deux transistors ; un pour l'entraînement, l'autre pour le freinage, ce freinage intervient dès que l'on cesse d'alimenter le moteur. Pour le moteur de bobinage, nous avons une commande par transistors montés en pont.

Les moteurs sont tous à rotor bobiné et collecteur, l'entraînement direct n'existe pas ici.

Un châssis en zamack sert de base à la mécanique dont les éléments sont guidés avec une très bonne précision. Cette technique n'empêche pas d'avoir un encombrement réduit pour cette section, les commandes électriques favorisent ce type de miniaturisation.

L'électronique a pris place sur un circuit mère recevant des modules, la multiplicité des câbles de liaison fait un peu fouillis, nous avons vu mieux.

Les circuits sont en matière phénolique à l'exception d'un petit circuit qui comporte des composants montés en surface. Plusieurs des circuits sont installés dans des blindages, on notera en particulier celui de l'alimentation à découpage.

L'ensemble des pièces prend place dans le bac de matière plastique qui constitue la base de l'appareil, un capot, toujours en matière plastique, recouvre le tout. L'ensemble se monte et se démonte relativement facilement, les techniciens d'après-vente ne seront pas trop gênés.

ESSAIS

Bien entendu, nous avons enregistré des mires pour voir ce qui se passait et avons pu constater l'atténuation au centre de la mire lorsque les signaux ont une fréquence trop élevée. Les magnétoscopes ont une définition inférieure à celle de la télévision, elle reste néanmoins suffisante dans la majorité des applications grand public et ne perturbe pas la visualisation lorsque la cassette n'est pas entachée de bruit. Nous avons même été surpris par cette absence de bruit sur des cassettes enregistrées sur d'autres magnétoscopes. Un test qui nous a permis de vérifier que le réglage automatique de phase ne

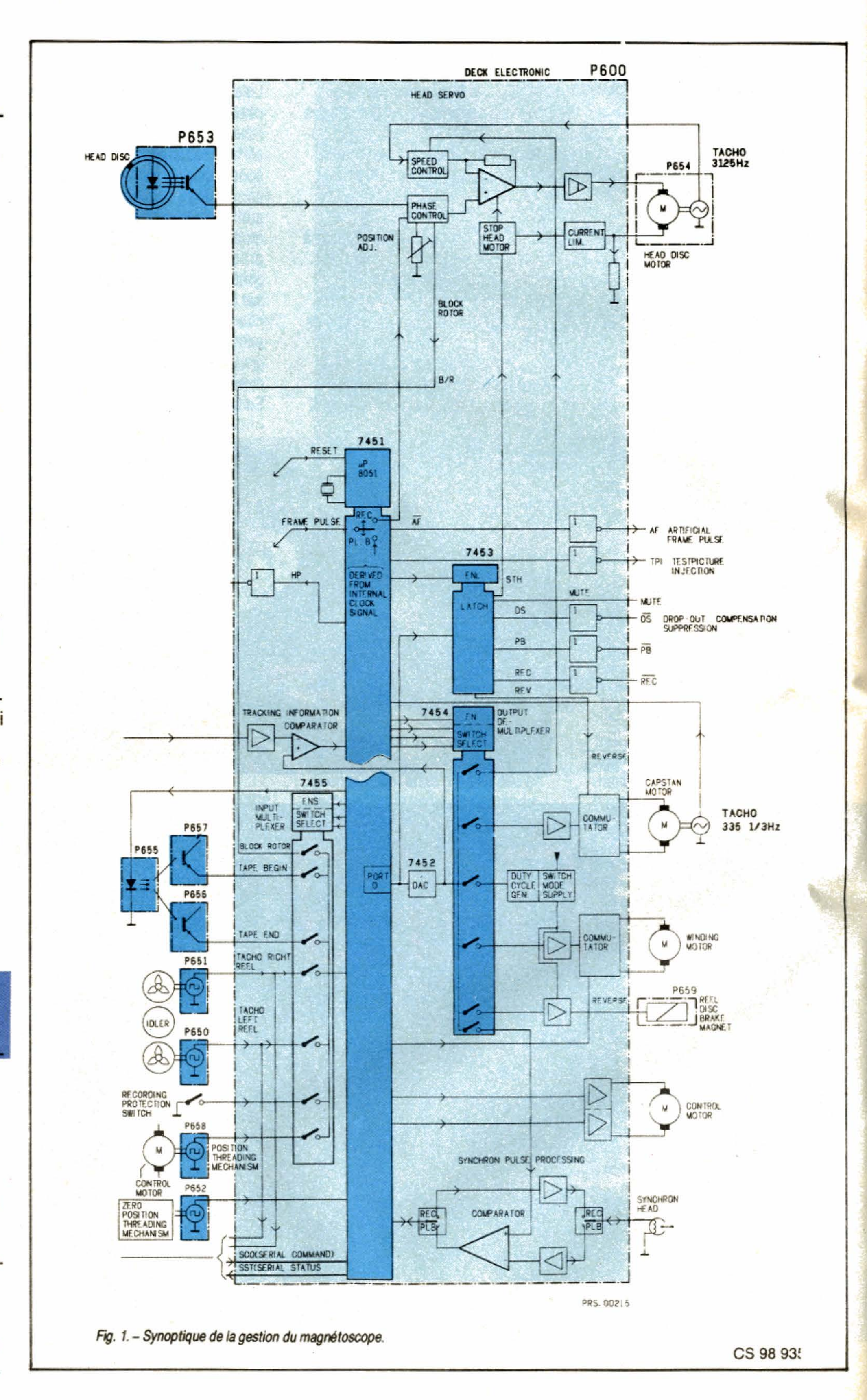
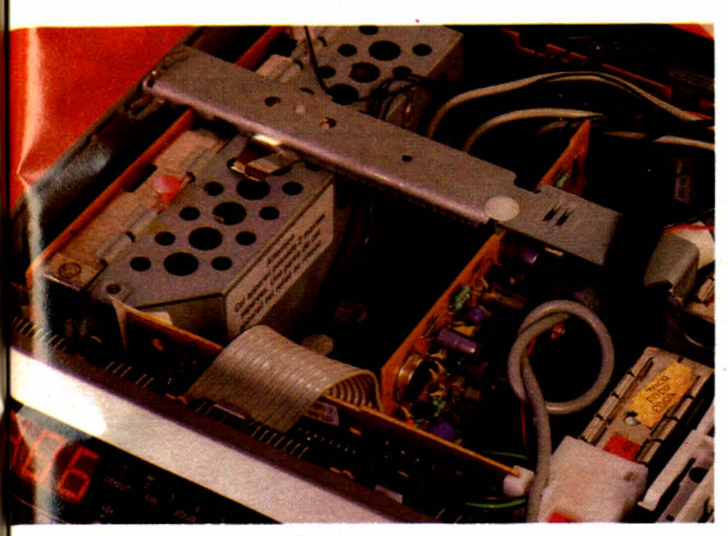


Fig. 1. – Synoptique de la gestion du magnétoscope.

CS 98 93:

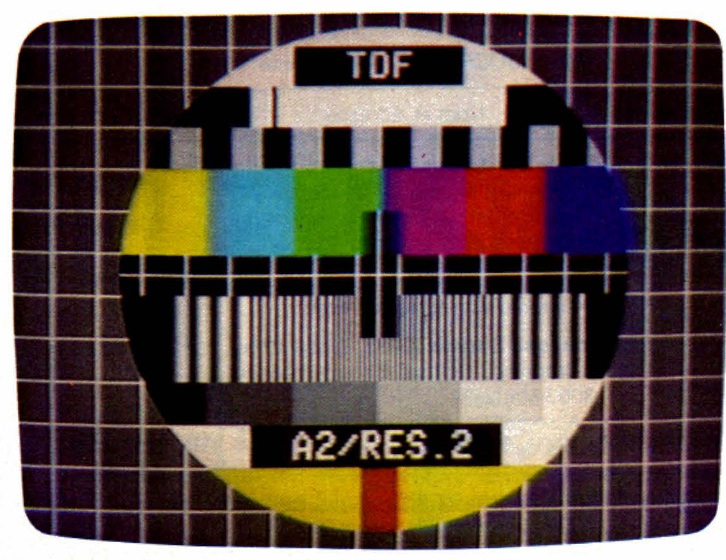
perturbait pas la lecture de la cassette vidéo.
La transition entre deux enregistrements s'effectue parfaitement mais, contrairement à la grande majorité des autres magnétoscopes, on ne fait pas intervenir ici la touche d'arrêt sur image mais celle d'arrêt, de stop.


Le blindage de l'alimentation à découpage.

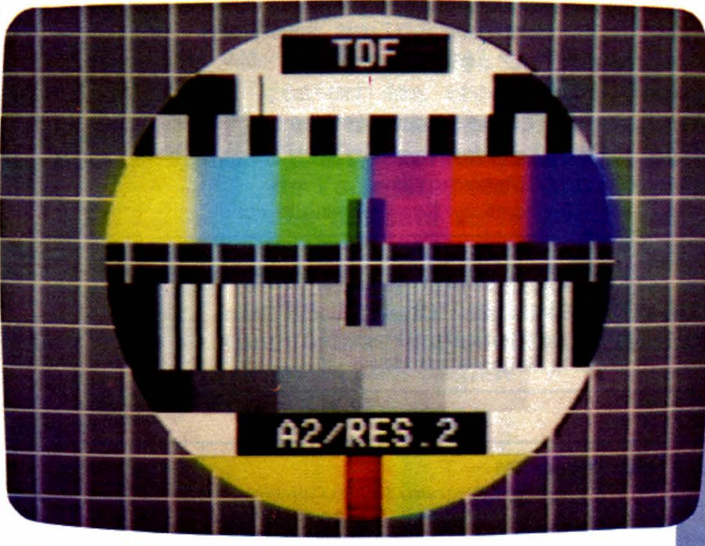
En arrêt sur image, le système recherche la parfaite répartition des barres de bruit de part et d'autre de l'écran. Avant la stabilisation, la bande avance très lentement et le magnétoscope fait entendre un léger « chant », dû sans doute à la modulation de l'alimentation du moteur de cabestan.
Côté programmation, ce n'est pas aussi simple que sur le VHS fabriqué par Grundig, le mode d'emploi s'avère indispensable, du moins au début. La mémoire de programmation est suffisante pour laisser le magnétoscope débranché quelques jours, le constructeur ne donne aucune indication concernant l'autonomie de cette mémoire interne.

CONCLUSION

L'introduction par Philips d'un magnétoscope de sa propre fabrication conduit à un produit élaboré bénéficiant, qualité assez rare, d'un poids particulièrement réduit. L'appareil fonctionne parfaitement et nous a procuré une qualité d'image d'un niveau élevé. Il possède tout ce qu'un magnétoscope doit avoir, ni trop ni pas assez, l'entrée de Philips dans le clan VHS est réussie...
E. LEMERY



Mire photographiée à la sortie du tuner.



Mire après enregistrement sur le magnétoscope.

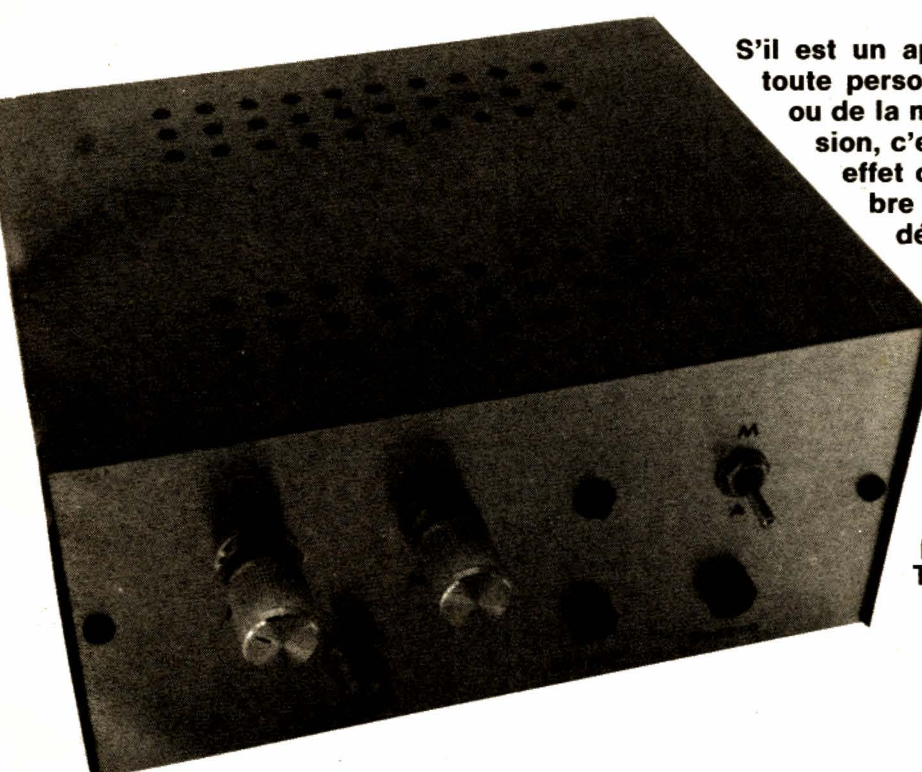
Marque : Philips
Modèle : VR 6560/19
Fonction : lecteur enregistreur de cassettes vidéo de salon
Format : VHS
Standard : SECAM
Durée d'enregistrement : 4 heures avec E 240
Alimentation : 220/240 V 42 à 62 Hz
Consommation : 30 W, 10 en attente
Tuner :
Nombre de stations : 35
Bandes : VHF/UHF
Norme : L
Accord : électronique, synthèse de tension, accord automatique
Modulateur : oui, canal 30 à 40
Mire interne : oui
Prise péritélévision : oui, SCART
Entrée vidéo : oui
Prise : SCART
Sortie vidéo : oui, Prise SCART
Entrée audio : oui
Prise : SCART et DIN
Sortie audio : oui
Prise : SCART et DIN
Entré micro : non
Contrôle son : non
Commande de niveau audio : non
Réducteur de bruit : non
Prise caméra : par adaptateur
Prise télécommande : non, récepteur infrarouge
Clavier : électronique
Touches : enregistrement, retour rapide, arrêt, avance rapide, lecture, éjection, lecture rapide arrière, arrêt/image, avance rapide
Montage électronique : oui, par la touche d'arrêt
Accéléré : non
Ralenti : non
Avance image par image : oui
Retour automatique en fin de cassette : oui
Commande à distance : oui, par boîtier de télécommande IR du téléviseur
Compteur : oui, électronique 4 chiffres
Mémoire compteur : non
Repérage de bande : non
Insertion : non
Enregistrement audio : non
Programmateur : oui
Nombre de programmes : 5
Nombre de jours : 30
Programmation multiple : oui, quotidienne
Type de réglage : heure de début, de fin, date, chaîne, programmation par clavier numérique
Mémoire d'horloge : oui, plusieurs mois
Temps de récupération : accu cadmium nickel, charge lente
Dimensions : 274 × 438 × 117 mm
Poids : 8 kg environ
Inscriptions : français
Mode d'emploi : français
Particularités : enregistrement instantané, programmation par clavier numérique, montage électronique par touche d'arrêt, réglage automatique de suivi de piste, accord automatique, prise Péritélévision, mémoire de longue durée, sortie Bus 12C, récepteur de télécommande inclus.

13 - BOUCHES-DU-RHONE (suite)		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
100,1 MHz	**Radio La Marseillaise,** 15, cours d'Estienne-d'Orves, 13101 Marseille – Association : Club des amis de La Marseillaise pour une info libre et sincère Cette radio est regroupée avec : **Indecosa Radiod X mg,** 23, bd Charles-Nedelec, Bourse Benoît-Frachon, 13003 Marseille – Association pour les Bouches-du-Rhône de l'Indecosa C.G.T.	(91) 64.70.88
98,4 MHz	**Radio Forum 92,** 92, cours Lieutaud, 13006 Marseille	
92,5 MHz	**Radio J.M.,** B.P. 243, 13269 Marseille Cedex 08 – Association : A.D.E.J.M. pour la diffusion de l'expression juive sur Marseille Cette radio est regroupée avec : **Radio Service F.M.,** 3, rue de Venise, 13006 Marseille – Association : Centre féminin régional	(91) 37.78.78 (91) 31.77.31
93,6 MHz	**Radio Maghreb Provence,** 9, rue de la Rotonde, 13001 Marseille – Association : Centre d'information et de documentation sur l'immigration et le Maghreb	(91) 62.58.93
RECTIFICATIF		
95,3 MHz	**Laser FM** 1, rue de l'Oratoire, 13250 Cornillon 189, rue Lafayette, 13300 Salon-de-Provence	(90) 50.95.30

14 - CALVADOS		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
92,2 MHz	**Radio Viking,** rue de la Poterie, Saint-Contest, 14000 Caen	(31) 95.72.71
92,2 MHz	**Fréquence normande,** 13, rue Ecuyère, 14000 Caen – Association : Groupe de recherches et d'études pédagogiques pour la formation des médias	
89,4 MHz	**Radio Bessin,** B.P. 8, 14401 Bayeux Cedex	(31) 92.66.18
100,9 MHz	**Radio Silex,** B.P. 29, 14101 Lisieux Cedex – Association pour l'information et la communication (A.P.I.C.)	(31) 62.00.60

14 - CALVADOS (suite)		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
89,2 MHz	**Radio Espérance,** 33, rue du Carmel, B.P. 95, 14012 Lisieux Cedex – Association Sainte-Thérèse de Lisieux	(31) 31.49.71
94,4 MHz	**Radio U.H.T.,** B.P. 111, 14200 Hérouville-Saint-Clair	(31) 95.02.43
100,03 MHz	**Radio Celine,** tour A2, rue de Taunton, B.P. 601, 14100 Lisieux Cedex	
99,0 MHz	**Radio pour tous,** 1035, quartier des Belles-Portes, 14200 Hérouville-Saint-Clair	(31) 93.21.30
94,9 MHz	**Radio Stars,** B.P. 1557, 14020 Caen Cedex **Radio Côte de Nacre,** 27, rue du Marathon, 14000 Caen	(31) 83.24.00 (31) 95.32.44
103,4 MHz	**Radio Maeva,** B.P. 130, 14603 Honfleur Cedex – Association : Diva	(31) 89.27.02
97,5 MHz	**Radio SEME,** 65, rue Joseph-Philippon, 14000 Caen	(31) 85.70.77
96,8 MHZ	**Caen F.M.,** 1604, boulevard du Bois, 14200 Hérouville-Saint-Clair	(31) 95.44.66
98,0 MHz	**T.S.F. 98 – Canal 14,** B.P. 90, 1010, quartier des Belles-Portes, 14200 Hérouville-Saint-Clair – Association normande pour la promotion de la liberté d'expression (A.N.P.L.E.)	(31) 94.39.06
88,7 MHz	**Radio A.D.E.L.,** 123, rue d'Auge, 14300 Caen – Association pour le développement de l'expression locale	(31) 82.64.87
96,2 MHz	**Radio Mathilde,** B.P. 7036, 14000 Caen	(31) 34.67.13
88,2 MHz	**Radio Vésuve,** 21, bd du Gal-Vanier-Pierre-Heuzé, 14000 Caen – Association : Les Baladins populaires	(31) 94.44.10
100,5 MHz	**Normandie F.M.,** Le Clos normand, bât. A, rue Marthe-Chenal, 14000 Villers-sur-Mer – Association pour le développement de la communication sociale et de l'information locale en Basse-Normandie	

REALISEZ UNE MIRE TELEVISION



S'il est un appareil de mesure indispensable à toute personne souhaitant faire du dépannage ou de la mise au point de récepteur de télévision, c'est bien une mire. Un tel outil est en effet capable de générer un certain nombre d'images TV fixes et parfaitement définies qui permettent de régler et de dépanner avec un maximum de confort les récepteurs. Jusqu'à ces derniers mois, une telle réalisation, sans être hors de portée de l'amateur, était tout de même très délicate vu le grand nombre de composants à utiliser. Ce n'est plus le cas aujourd'hui grâce à la sortie d'un circuit intégré regroupant toutes les fonctions d'une mire TV en un seul boîtier.

Quelques rappels

Avant de passer à l'étude de notre montage, et pour ceux d'entre vous qui sont novices en matière de télévision, il nous semble utile de faire quelques rappels.

Une image de télévision est formée par le déplacement d'un faisceau d'électrons à l'intérieur du tube cathodique constituant l'écran. Ce faisceau se déplace de gauche à droite pour former ce que l'on appelle les lignes de balayage et, simultanément, de haut en bas afin de former une image par juxtaposition des lignes.

Sur la figure 1 qui précise ces divers mouvements, vous remarquerez que si le trajet du faisceau d'électrons de gauche à droite est marqué en traits pleins, le retour est figuré en pointillés. En effet, pour ne pas que l'image formée sur l'écran soit perturbée par ce retour, celui-ci est effacé automatiquement.

Ces deux mouvements du faisceau d'électrons, que l'on appelle aussi le spot pour abréger un peu, s'appellent les balayages. Le mouvement horizontal est le balayage horizontal ou balayage ligne, et le mouvement vertical est le balayage vertical ou balayage trame, ou encore balayage image.

Ces mouvements ne suffisent pas à créer une image ; en effet, il faut que l'impact du spot sur l'écran produise un point plus ou moins lumineux compte tenu de la scène à reproduire. Pour cela, l'intensité du faisceau électronique est modulée par le signal dit de luminance ou, dans le cas d'une image noir et blanc, par le signal vidéo.

Un signal TV se compose donc de deux informations : les informations de balayage et les informations vidéo proprement dites.

Vous êtes en droit de vous demander pourquoi il faut transmettre les informations de balayage ; la réponse est très simple. Une caméra de télévision fonctionne exactement de la même

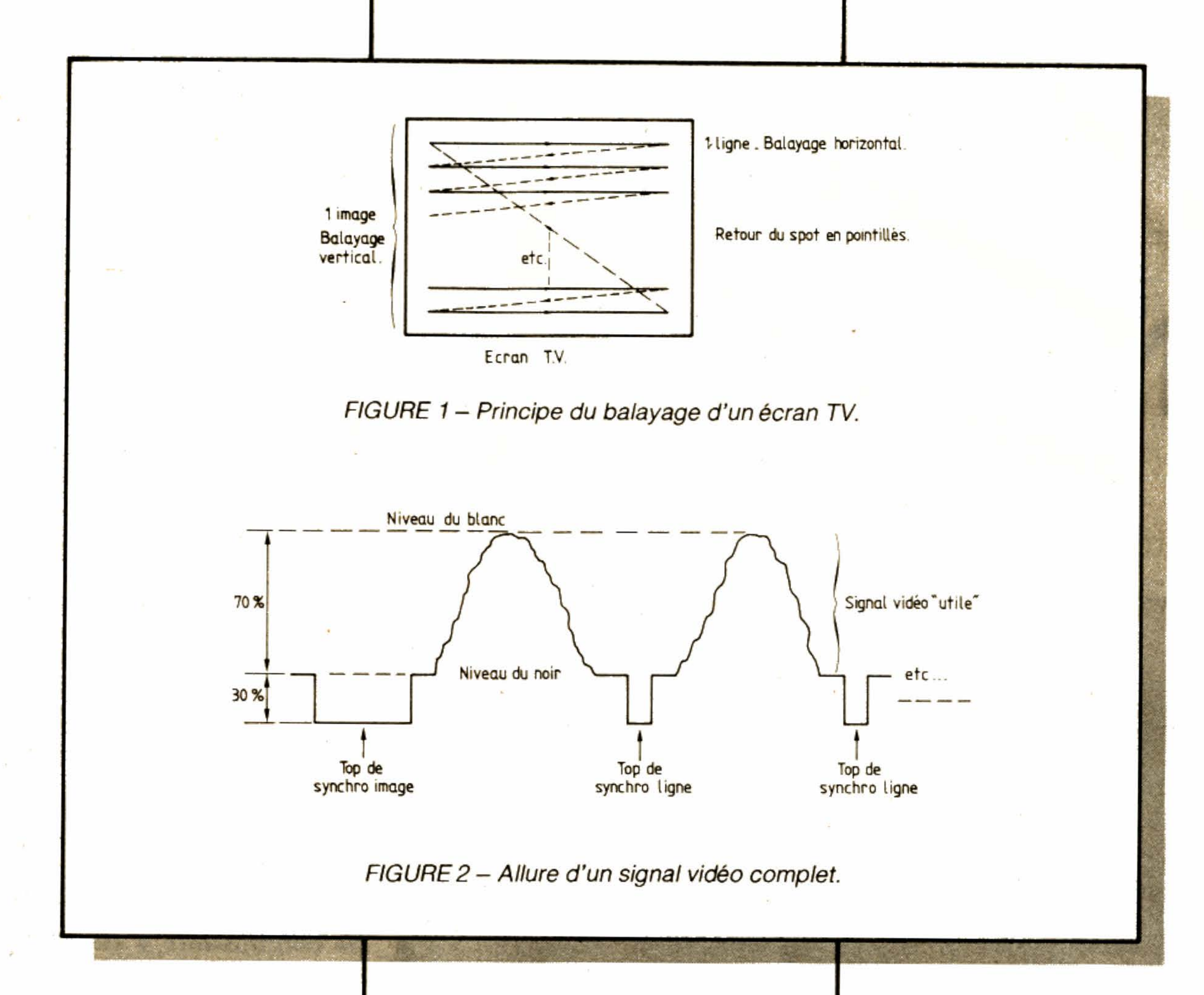


FIGURE 1 – Principe du balayage d'un écran TV.

FIGURE 2 – Allure d'un signal vidéo complet.

façon que le tube cathodique de votre récepteur TV, et l'image qu'elle analyse est donc balayée de la même façon que l'image reproduite sur votre écran. Il est donc bien évident que, si vous voulez avoir une image stable et cohérente, il faut que les balayages de la caméra et de votre récepteur TV soient synchronisés. Cela s'obtient au moyen de signaux particuliers qui constituent l'information de balayage évoquée ci-avant et qui s'appellent les tops de synchronisation ou, plus simplement, « la synchro ».

Compte tenu de ce que nous venons d'exposer, nous pouvons examiner la figure 2 qui indique l'allure générale de n'importe quel signal TV noir et blanc. La partie basse de ce signal est occupée par les tops de synchro qui sont de largeur différente selon qu'ils concernent le balayage ligne ou le balayage image, tandis que la partie haute est occupée par l'information vidéo proprement dite.

Quelques chiffres

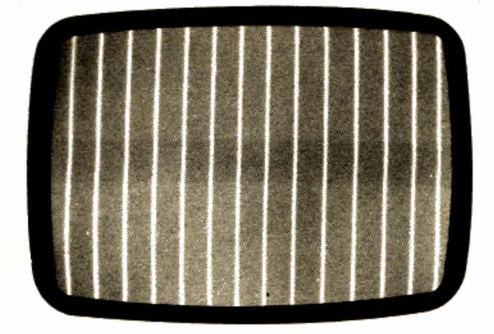
Maintenant que nous connaissons l'allure générale des signaux TV, il nous faut préciser quelques grandeurs fondamentales. Pour ce qui est de l'amplitude tout d'abord : quelle que soit l'amplitude totale du signal, les tops de synchronisation ont une taille égale à 30 % de cette dernière, tandis que le signal vidéo occupe les 70 % restants. En France, une image blanche correspond à un signal vidéo d'amplitude maximum et, donc, une image noire à un signal vidéo situé au ras de la partie haute des tops de synchro.

En Europe et pour le système 625 lignes, une ligne de balayage dure 64 μs tandis qu'une image dure 20 ms. Du fait de l'utilisation de la technique du balayage entrelacé qui consiste à transmettre une image complète en deux demi-images successives, l'une contenant les lignes paires et l'autre les lignes impaires, chaque « image » (électriquement parlant) comporte seulement 312 lignes. Les tops de synchro ont donc l'allure suivante : 312 tops de synchro ligne, 1 top de synchro image, 312 tops de synchro ligne, 1 top de synchro image, et ainsi de suite.

Ce que sait faire notre mire

Pour mériter le nom de mire TV, un tel appareil doit être capable de générer un certain nombre d'images fixes et parfaitement définies. Il doit donc être capable de générer des signaux analogues à ceux présentés ci-avant. Les images fixes varient selon les mires et sont plus ou moins complexes selon les possibilités des appareils. Notre mire se classe honorablement puisqu'elle sait générer les images suivantes :

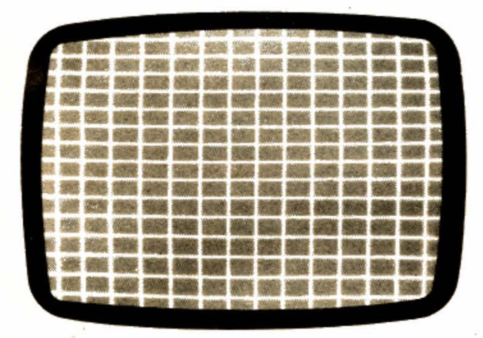
- image uniformément blanche ;



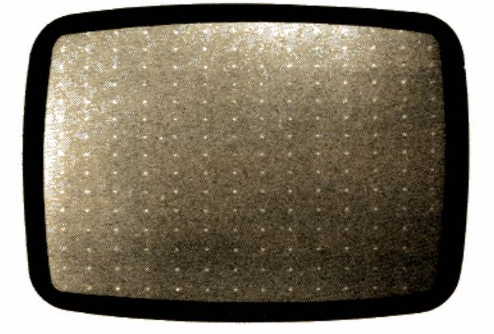
La mire de barres verticales.



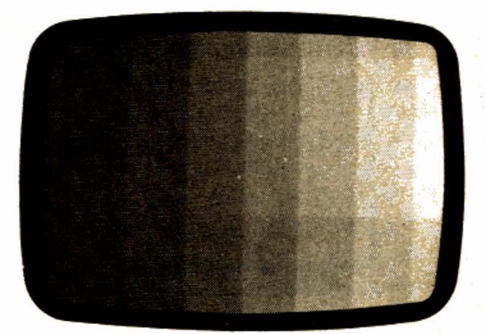
La mire de barres horizontales.



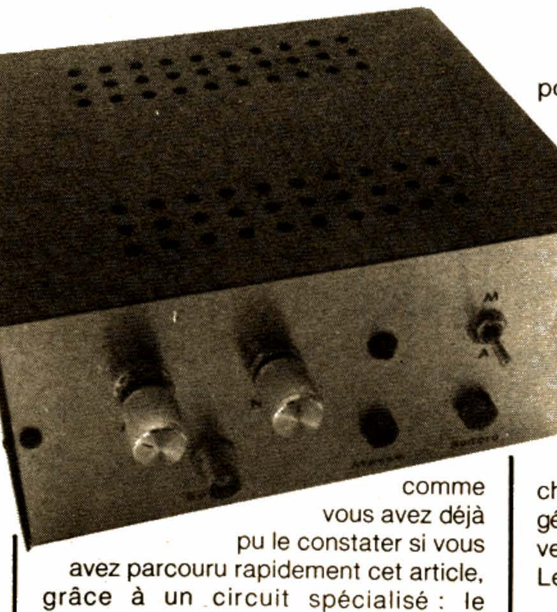
Le quadrillage.



La mire de points.



L'échelle des gris...



- 16 lignes verticales blanches sur fond noir ;
- 18 lignes horizontales blanches sur fond noir ;
- quadrillage constitué de l'intersection des lignes précédentes ;
- ensemble de points, chacun d'entre eux étant situé aux points d'intersection des lignes du quadrillage ;
- échelle des gris (8 bandes verticales allant du blanc au noir en passant par toutes les teintes de gris).

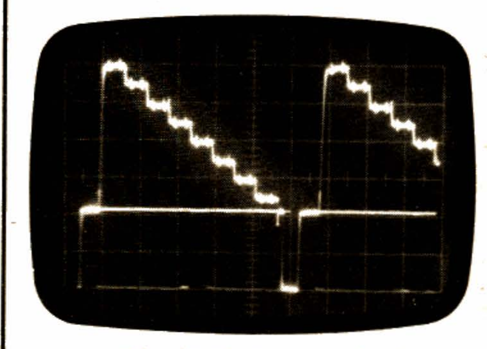
Le signal qu'elle délivre est conforme aux normes TV européennes, et son niveau est ajustable de quelques millivolts à environ 3 V sur une impédance de sortie de 75 Ω. De plus, une sortie synchronisation, pour un oscilloscope par. exemple, est disponible indépendamment de la sortie de signal normal. Enfin, la sortie est protégée contre les fausses manœuvres grâce à une circuiterie électronique et un fusible. Il est en effet très facile, lorsque l'on travaille sur un récepteur TV, de toucher des endroits « dangereux » avec le câble de sortie de la mire, même si l'on prend des précautions.

Malgré toutes ces possibilités, le montage reste ridiculement simple, comme vous avez déjà pu le constater si vous avez parcouru rapidement cet article, grâce à un circuit spécialisé : le ZNA 234 E de Ferranti.

Le ZNA 234 E

Ce circuit intégré fabriqué en Angleterre par Ferranti est un générateur de mire noir et blanc complet capable de fonctionner selon les deux standards 625 lignes (Europe) et 525 lignes (USA) par simple changement d'un quartz. Il est contenu dans un boîtier DIL à 16 pattes et s'alimente sous une tension unique de 5 V. Sa consommation importante – elle atteint 135 mA – lui fait dissiper pas mal de calories et il ne vous faudra donc pas vous inquiéter de la forte élévation de température de son boîtier qui est tout à fait normale.

Son synoptique interne vous est proposé figure 3 et, sans l'analyser dans le détail, nous allons le commenter quelque peu. Un oscillateur à quartz fournit la référence de temps à une suite de compteurs utilisés à la fois pour la génération des tops de synchronisation ligne et image et pour la génération des lignes blanches des diverses images produites par le circuit. Les sorties de ces compteurs aboutis-



... et le signal correspondant vu à l'oscilloscope.

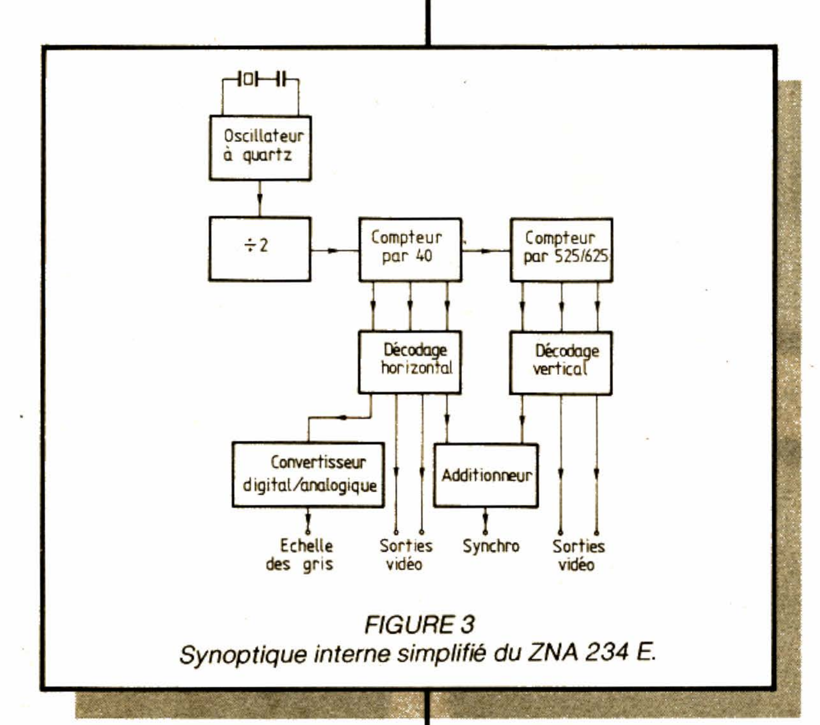


FIGURE 3
Synoptique interne simplifié du ZNA 234 E.

sent sur un additionneur car le circuit délivre un signal de synchro composite, c'est-à-dire comprenant les tops lignes et image. Un convertisseur digital analogique rudimentaire est également piloté par un des compteurs pour fournir les huit niveaux nécessaires à l'échelle des gris.

Le schéma de notre mire

Compte tenu de la haute intégration du ZNA 234E, il est extrêmement simple comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 4 ; les seuls composants actifs externes sont en effet des transistors chargés d'abaisser les impédances de sortie des diverses pattes du circuit.

Sur la gauche du ZNA 234 E se trouve l'oscillateur à quartz réduit au quartz lui-même et à un condensateur. Le potentiomètre P_4 est facultatif et, sur notre maquette, n'a pas été mis en place. Il permet d'ajuster la taille des lignes verticales délivrées par le circuit, ce que nous n'avons pas trouvé utile.

Un commutateur à 6 positions sélectionne les divers types de signaux vidéo pouvant être délivrés par le circuit de la façon suivante :

– 1 image blanche,
– 2 lignes verticales,
– 3 lignes horizontales,
– 4 quadrillage,
– 5 points,
– 6 échelle des gris.

Le potentiomètre P_2, à régler une fois pour toutes, permet l'ajustement de cette échelle des gris de façon à disposer de 8 niveaux de gris distincts.

Les transistors T_1 et T_2 sont chargés de l'addition des signaux vidéo et synchro, le dosage relatif de ceux-ci étant ajusté, une fois pour toutes également, par le potentiomètre P_1 afin de respecter le rapport 30 % – 70 % dont nous avons parlé en début d'arti-

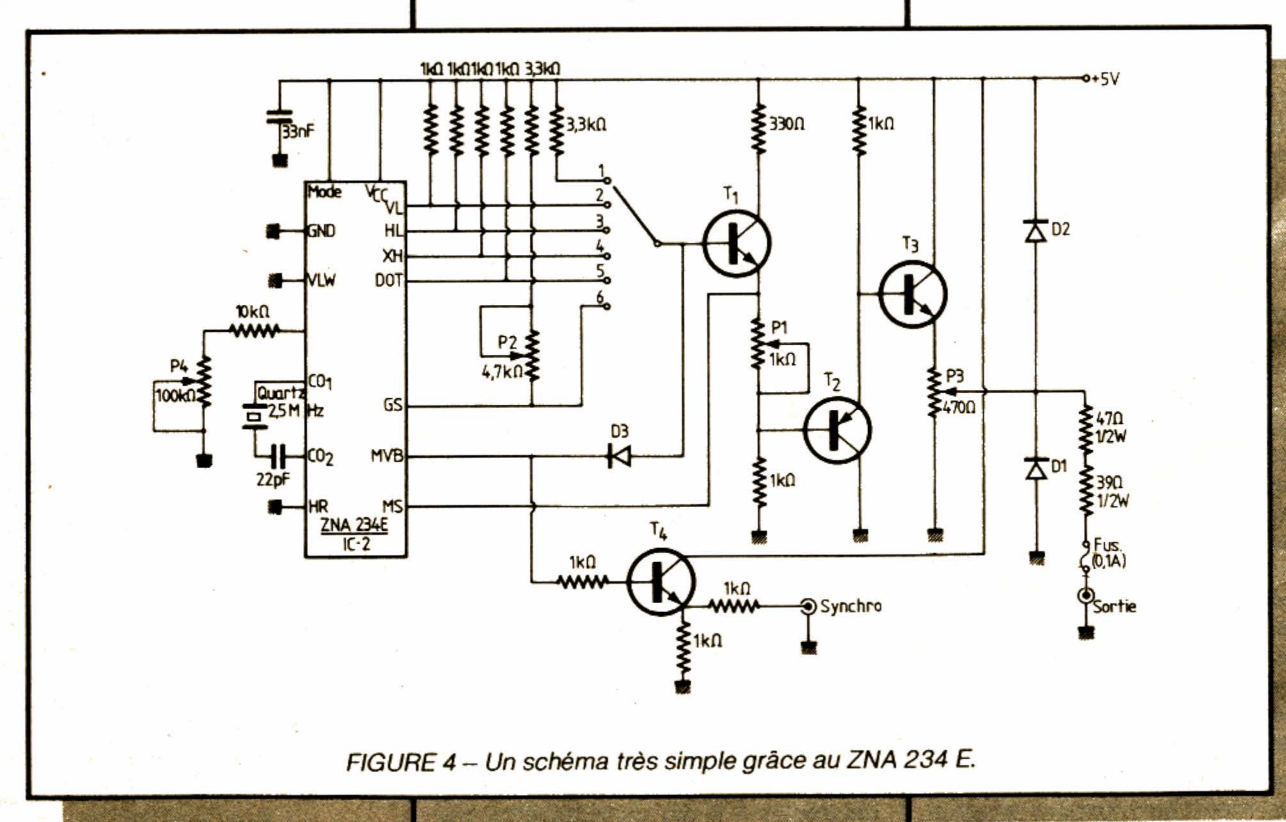
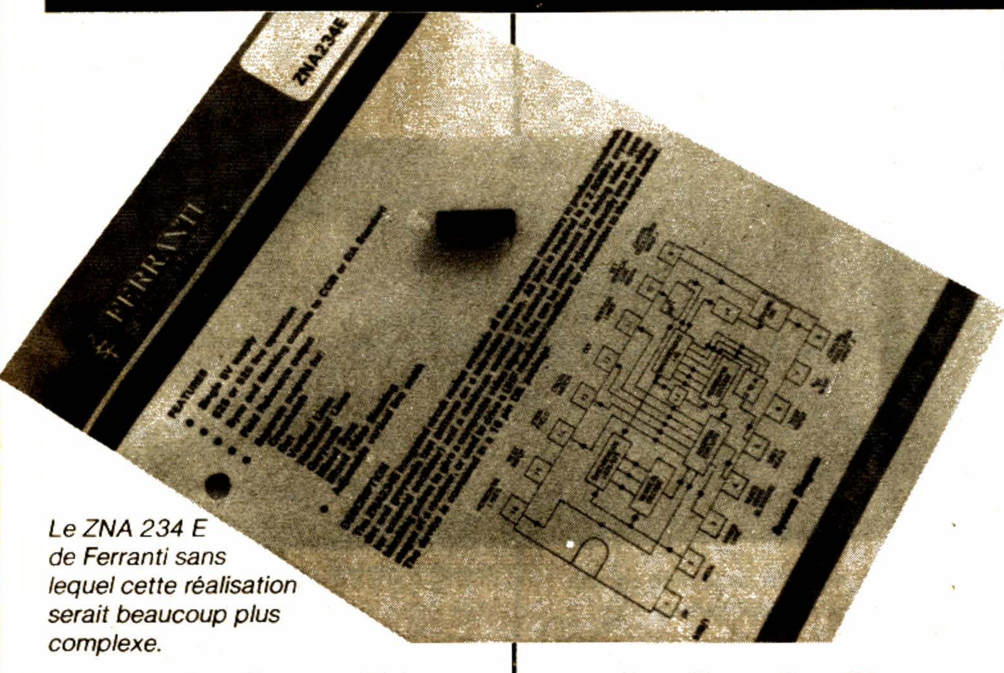


FIGURE 4 – Un schéma très simple grâce au ZNA 234 E.



Le ZNA 234 E de Ferranti sans lequel cette réalisation serait beaucoup plus complexe.

cle. Le transistor T_3 quant à lui est un banal collecteur commun abaissant l'impédance de sortie et possédant, dans son circuit d'émetteur, un potentiomètre de réglage du niveau de sortie.

La circuiterie de protection fait appel à deux diodes D_1 et D_2, à deux résistances et à un fusible. En effet, pour ne pas augmenter l'impédance de sortie du montage outre mesure, il est impossible d'intercaler dans la ligne de sortie une résistance de valeur élevée. Force est donc de faire appel à des résistances de faible valeur et à un fusible sensible (100 mA) pour protéger le montage des « mauvais coups » venant de l'extérieur.

Le signal de synchronisation composite est, par ailleurs, prélevé avant son mélange avec le signal vidéo et, grâce au transistor T_4, est disponible sur une borne de sortie à destination d'un oscilloscope par exemple.

L'alimentation dont le schéma vous est présenté figure 5 reste elle aussi très simple puisqu'un transformateur de faible puissance est suivi par deux diodes et un régulateur intégré délivrant les 5 V nécessaires au ZNA 234 E. Une LED visualise la mise sous tension du montage.

La réalisation

Nous l'avons voulue aussi simple que le schéma et, pour ce faire, avons dessiné un circuit imprimé supportant tous les composants, à l'exception du potentiomètre de niveau de sortie et du commutateur de choix d'image qui sont montés en face avant du boîtier. Le dessin de ce circuit vous est proposé en figure 6 à l'échelle 1. Vous pouvez le réaliser par toute méthode à votre convenance : feutre, transferts directs ou méthode photo.

La nomenclature des composants vous est indiquée figure 7 et, hormis le ZNA 234 E, est très classique. Attention au choix du transformateur qui, en fonction de sa taille et de son brochage, vous demandera peut-être de retoucher le dessin du circuit imprimé à son niveau ainsi qu'à celui du potentiomètre de niveau de sortie (P_3), qui devra être de bonne qualité si vous ne voulez pas être embêté par des crachements, matérialisés par des sautes d'image, lors de chaque manœuvre. Si vous éprouvez des difficultés à trouver le ZNA 234 E qui n'est pas encore très

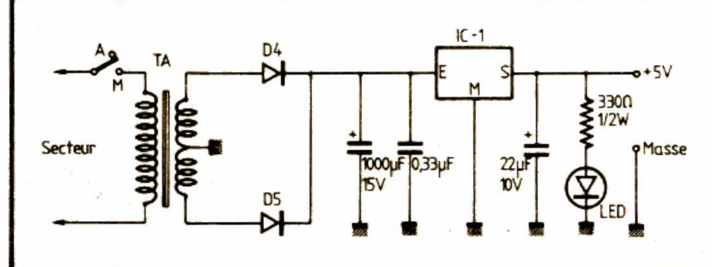


FIGURE 5 L'alimentation est très classique.

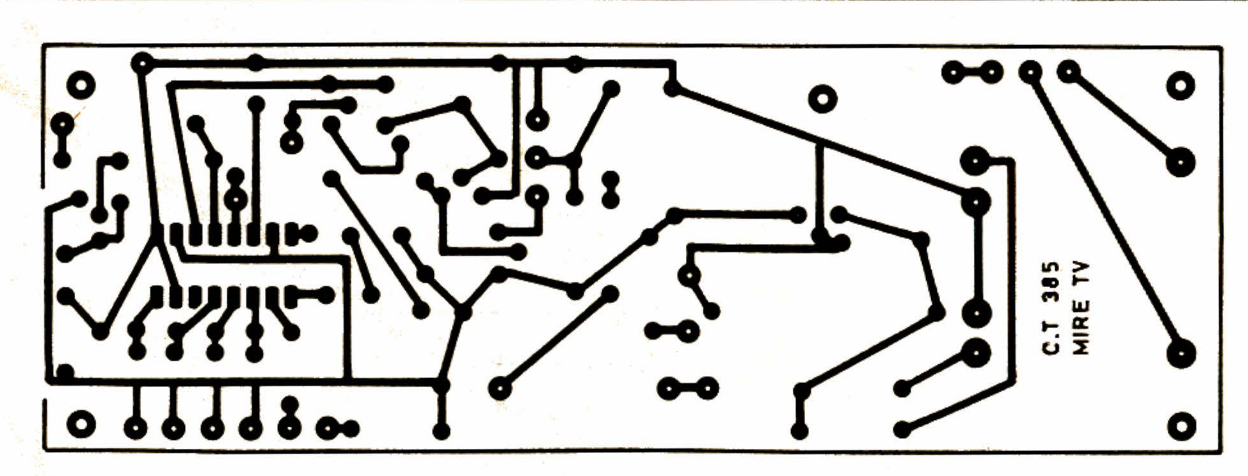
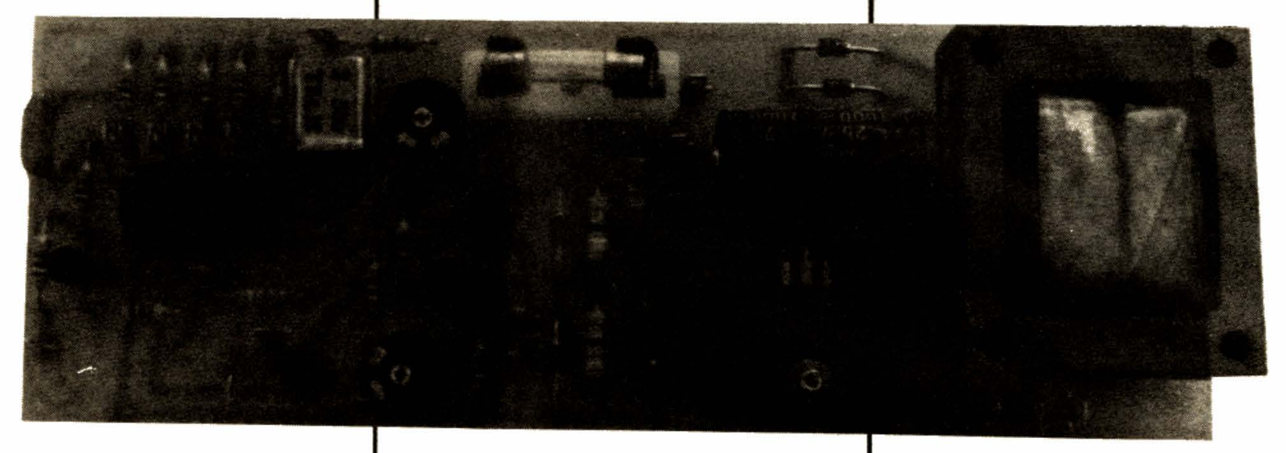


FIGURE 6 – Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.



Le circuit imprimé de la mire équipé de tous ses composants.

répandu, l'auteur vous fournira au moins une adresse.

Afin que notre mire ait un « look » agréable, nous l'avons intégrée dans un boîtier de la marque ESM, mais ce choix n'a rien d'impératif et il suffit que votre boîte soit métallique (blindage contre le rayonnement) et qu'elle puisse contenir le circuit imprimé.

Les composants seront câblés dans l'ordre habituel sur ce circuit : composants passifs en premier, composants actifs ensuite. Le ZNA 234 E pourra être soudé directement ou être monté sur support selon la confiance que vous avez en vos talents de soudeur. Le régulateur du 5 V est monté sur un petit radiateur à ailettes de taille non critique. Comme à l'accoutumée, il faudra faire très attention au sens des condensateurs chimiques, des diodes, des transistors et des circuits intégrés. Lorsque ce circuit sera câblé et soigneusement vérifié, il pourra être mis en boîtier et les liaisons avec les divers éléments extérieurs établies. Bien que ce ne soit pas impératif, nous vous recommandons de faire la sortie de signal vidéo sur une prise BNC, la sortie synchro quant à elle pouvant passer sur toute fiche à votre convenance. Si vous décidez de monter P_4, ses fils de liaison devront être les plus courts possibles, l'entrée VLW du ZNA 234 E étant très sensible aux capacités parasites.

La mise en service

Si vous avez prévu un support pour le ZNA 234 E, ne montez pas le circuit intégré, reliez le montage au secteur et vérifiez que votre alimentation délivre bien les 5 V attendus. Si c'est correct, mettez en place le ZNA 234 E (alimentation coupée bien entendu), connectez en sortie de votre mire un récepteur TV ayant une entrée vidéo (prise péritélévision ou moniteur TV de micro-ordinateur par exemple) ou un oscilloscope. La mise sous tension du montage doit vous fournir une image fonction de la position du commutateur de choix. Retouchez si nécessaire le potentiomètre de niveau pour que celle-ci soit bien visible et ajustez alors P_1 pour la stabiliser. Si vous avez un oscilloscope, ajustez P_1 de façon à ce que l'amplitude des signaux de synchro fasse 30 % de l'amplitude totale du signal de sortie.

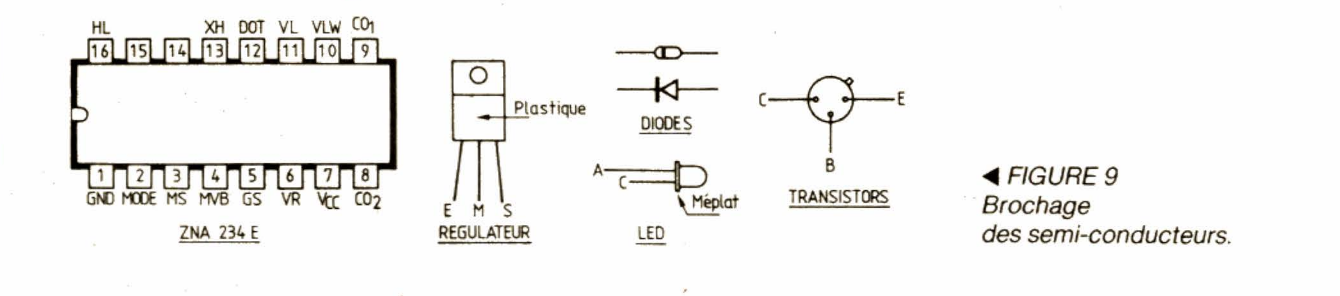
Vous pouvez alors passer en position 6 du commutateur de choix d'image et ajuster P_2 pour avoir 8 bandes allant du blanc au noir sur l'écran de votre récepteur TV. Si ce dernier est bien réglé, ces bandes seront d'égale largeur. Si vous travaillez avec un oscillo, ce réglage peut aussi se faire en examinant le signal de sortie de façon à y voir huit paliers de longueur égale. Les photos jointes à cet article sont suffisamment explicites pour cela.

FIGURE 7

Repère	Nombre	Type
IC_1	1	Régulateur 5 V 1 A TO 220, MC7805, µA 7805, LM340TS
IC_2	1	ZNA 234 E Ferranti
T_1, T_3, T_4	3	2N2219A, 2N2222A
T_2	1	2N2905 A, 2N2907 A
D_1, D_2, D_4, D_5	4	1N4002 à 1N4007
D_3	1	1N914, 1N4148
LED	1	Tous modèles
Quartz	1	2,5 MHz
TA	1	220 V - 2 × 9 V - 5 VA ou plus
P_1, P_2	2	Potentiomètres ajustables pour CI : 1 × 1 kΩ, 1 × 4,7 kΩ.
(P_4) P_3	(2) 1	Potentiomètre(s) 1 × 470 Ω linéaire (1 × 100 kΩ linéaire)
	1	Commutateur rotatif 2 circuits 6 positions
	12	Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 % : 1 × 330 Ω, 10 × 1 kΩ, 1 × 10 kΩ
	3	Résistances 1/2 W 5 % : 1 × 39 Ω, 1 × 47 Ω, 1 × 330 Ω.
	2	Condensateurs chimiques : 1 × 1 000 µF 15 V, 1 × 22 µF 10 V
	3	Condensateurs céramiques et mylar : 1 × 22 pF, 1 × 33 nF, 1 × 0,33 µF
	1	Porte-fusible T20, pour circuit imprimé
	1	Fusible T20 sous tube verre 100 mA
		Fiches, prises, boîtier.

Nomenclature des composants.

FIGURE 8 – Implantation des composants.



◀ *FIGURE 9*
Brochage des semi-conducteurs.

Utilisation de la mire

Nous n'allons pas détailler toutes les possibilités d'emploi d'un tel appareil dans ces quelques lignes car cela sort nettement du cadre de cet article. Disons tout simplement que c'est un générateur de signal TV stable et fixe et que, de ce fait, il permet de suivre le cheminement des signaux vidéo et synchro dans un récepteur ou moniteur TV en panne et de voir ainsi très rapidement ce qui ne va pas. De plus, le fait de connaître exactement le type de signal délivré par la mire (il suffit de le regarder à l'oscillo en sortie de celle-ci) permet d'apprécier les déformations apportées à celui-ci par les divers étages de l'appareil en dépannage.

Les images « lignes horizontales » et « lignes verticales » permettent quant à elles de régler la linéarité horizontale et verticale, ce qui, pour des moniteurs de micro-ordinateurs par exemple, est important si l'on veut avoir une bonne lisibilité des caractères sur tout l'écran.

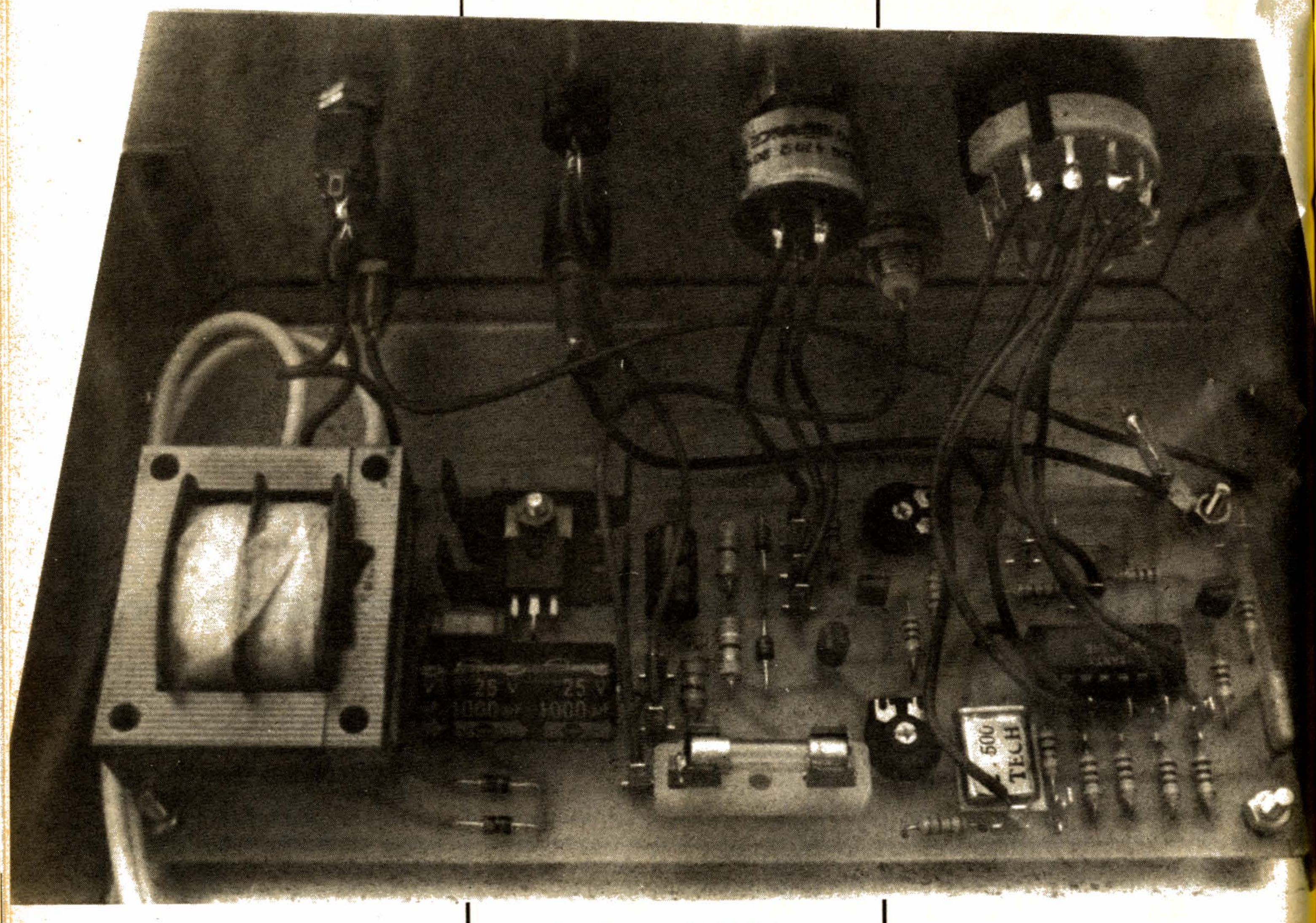
Cette mire n'étant que noir et blanc, elle ne peut évidemment pas servir au réglage ou au dépannage des parties chrominance des récepteurs TV couleur. Elle permet cependant quelques réparations simples sur ceux-ci et nous a déjà bien aidés plusieurs fois.

Une autre limitation de cette mire est l'absence de modulateur UHF ou VHF que l'on retrouve toujours sur les mires professionnelles. Compte tenu de la qualité nettement insuffisante des modulateurs disponibles sur le marché amateur (modulateurs pour jeux vidéo entre autres) pour une utilisation dans une mire, nous avons préféré ne pas en installer sur notre montage. Cela limite un peu le domaine d'application de cette mire, mais il faut bien reconnaître que le dépannage des parties HF et FI d'un récepteur TV peut très bien se faire sans cela.

C. TAVERNIER

Conclusion

Nous en avons terminé avec cette description que nous conseillons vivement à tous ceux d'entre vous qui font un peu de dépannage TV, même très occasionnellement. En effet, avec l'avènement de « la télé du matin », le temps de diffusion affecté aux mires fournies par TDF se réduit comme une peau de chagrin et ne permet pas de travailler dans de bonnes conditions. Il vaut mieux avoir de quoi faire ses propres images sur le coin de sa table, surtout que, dans le cas de ce montage, l'investissement est très réduit et la réalisation particulièrement facile.



Le câblage est très aéré.



S.O.S. PENTA...
Herblize
FERTIL
SPREA
QUICK
SPRA
D
NON...
NOUS NE POUVONS RIEN POUR CE PAUVRE HOMME ! DÉSOLÉS...
PENTASONIC
Penta 8 34, rue de Turin, 75008 Paris Tél. : 293.41.33 Métro : Liège, St-Lazare, Place Clichy
Penta 13 10, bd Arago, 75013 Paris Tél. : 336.26.05. Métro : Gobelins (service correspondance et magasin).
Penta 16 5, rue Maurice Bourdet, 75016 Paris Tél. : 524.23.16. Télex 614 789. (Pont de Grenelle). Métro : Charles Michels.